E 2040/1

Elektrotechn

64

R 1987 MAJ 13 REFERALVA

66

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 35 • NR. 1 • IANUARIE 1987

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 35 Nr. 1 ianuarie 1987

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.313.323 : 621.3.013.1

MOTOR SINCRON
REGLARE DE FLUX ŞI VITEZĂ

Sakae Yamamura : **Teoria modernă a motoarelor de curent alternativ. Metoda separării fazelor, metoda vectorului rotitor-amortizor şi metoda accelerării cîmpului.** (Modern theory of A.C. motors : phase segregation method, O.R. vector and field acceleration method).
E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 1, ian 1987, p. 1

Lucrarea prezintă o nouă teorie şi un nou model al maşinii asincrone în regim staţionar şi dinamic. Modelul are semnificaţie fizică directă, lucrînd cu curenţii şi tensiunile statorice reale şi este utilizabil eficient în reglarea fluxului şi vitezei maşinii sincrone.

CZ 621.313.222 : 681.3.06

CARACTERISTICI MECANICE
MOTOR-SERIE DE CURENT CONTINUU
PROGRAM BASIC DE CALCUL

Saal, C. ş.a. : **Calculul caracteristicilor mecanice statice ale motorului-serie de curent continuu.**
E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 1, ian 1987, p. 7

Se prezintă un program de calcul, redactat în limbaj BASIC, pentru calculul caracteristicilor mecanice ale motorului — serie de curent continuu. Se pot calcula : c.m. universală interpolată, c.m., naturale, limită, reostatice şi artificiale de tensiune. Interpolarea este efectuată cu funcţii de tip spline. Programul este destinat utilizării sale pe calculatoare programabile de tip personal.

CZ 628.93.001.2

ILUMINAT INTERIOR
CALCULE FOTOMETRICE
CALCULATOR PERSONAL

Dinculescu, P. : **Utilizarea microcalculatoarelor personale la proiectarea instalaţiilor de iluminat.**
E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 1, ian 1987, p. 13

Se subliniază utilitatea proiectării asistate de calculator, cu ajutorul microcalculatoarelor personale, şi se prezintă detaliat un program de calcul şi subrutinele aferente pentru efectuarea principalelor calcule fotometrice în instalaţiile de iluminat interior.

CZ 621.313.332 : 621.3.015

GENERATOR ASINCRON
TURAŢIE
TENSIUNE

Babescu, M. : **Performanţele generatorului asincron autonom, reglat prin turaţie.**
E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 1, ian 1987, p. 23

Se redau performanţele generatorului asincron în regim autonom pornind de la ecuaţiile maşinii asincrone. Se consideră trei cazuri posibile : turaţia la arborele generatorului — constantă ; tensiunea la borne — constantă, realizată prin modificarea turaţiei ; frecvenţa la borne — constantă. Reactanţa de magnetizare X_{1m} se consideră dependentă de turaţie şi sarcină.

CZ 621.313.3

SIMULARE NUMERICĂ
MOTOR PAS CU PAS
REACŢIE DE POZIŢIE

Voiculescu, E. : **Simularea regimurilor de funcţionare a motorului pas cu pas în circuit închis.**
E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 1, ian 1987, p. 28

Lucrarea prezintă rezultatele obţinute prin simularea numerică a unui sistem convertor — motor pas cu pas în circuit închis, cu reacţie de poziţie. Se determină mărimile mecanice ce definesc mişcarea motorului, tensiunile şi curenţii de faze.

CZ 538.114 : 621.318.3

BENZI FEROMAGNETICE
ELECTROMAGNEŢI

Constantin, E. ş.a. : **Electromagnet elevator pentru manevrarea rulourilor de benzi feromagnetice.**
E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 1, ian 1987, p. 34

Se analizează particularităţile electromagneţilor destinaţi manevrării unor rulouri de benzi feromagnetice. În urma studierii unor criterii pentru alegerea numărului şi a configuraţiei polilor şi anume a stabilităţii prinderii, a efectului telescopic, a utilizării volumului disponibil şi a realizării forţei cu o putere şi o greutate proprie reduse, se prezintă o metodă de proiectare adecvată acestor tipuri de electromagneţi. Se dau rezultatele obţinute pentru cîteva variante ale unui electromagnet şi parametrii electromagnetului realizat, ca şi rezultatele verificărilor experimentale.

CZ 621.318.3 : 538.244.2 ; 538.26

ELECTROMAGNET DE C.C.
CÎMP MAGNETIC
CALCUL NUMERIC

Nifu, S. : **Calculul cîmpului magnetic în circuite puternic neliniare.**
E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 1, ian 1987, p. 40

Se prezintă calculul cîmpului magnetic al unui electromagnet de c.c., care funcţionează în zona de saturaţie a caracteristicii de magnetizare (1,5 ... 2,2 T). Metoda de calcul aplicată este a potenţialului magnetic vector ; s-a subliniat modul de asigurare a convergenţei metodei în cazul rezolvării unei probleme cu neliniaritate accentuată.

CZ 621.3.013.1

CÎMP MAGNETIC STAŢIONAR
TENSIUNI MAXWELLIENE
METODA ELEMENTELOR FINITE

Rădulescu, M. M., Viorel, I. A. : **Aplicarea metodei elementelor finite la calculul forţelor în cîmp magnetic staţionar.**
E.E.A. — **Electrotehnică 35**, nr. 1, ian 1987, p. 44

Lucrarea prezintă aplicarea metodei elementelor finite de ordinul I la calculul numeric, prin tensiuni maxwelliene, al forţei totale specifice în cîmp magnetic staţionar plan-paralel.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; dr. ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.313.323: 621.3.013.1

СИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
РЕГУЛИРОВАНИЕ ПОТОКА И СКОРОСТИ

Сакаэ Ямамура: **Современная теория двигателей переменного тока. Метод расцепления фаз, метод вращательного вектора и метод полевого ускорения.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35**, № 1, янв 1987 г., стр. 1

Статья представляет новую теорию и новый модель асинхронного двигателя в неподвижном и динамическом режимах. Модель имеет прямое физическое значение, работая с реальными статорными токами и напряжениями и его можно эффективно использовать при регулировке потока и скорости синхронного двигателя.

УДК 621.313.222: 681.3.06

МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ
СЕРИЙНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА
РАСЧЁТНАЯ ПРОГРАММА

Саал, К. и др. **Расчёт механических статических характеристик серийного двигателья постоянного тока.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35**, № 1, янв 1987 г., стр. 7

Представляется расчётная программа, редактированной в языке BASIC, для расчёта механических характеристик серийного двигателя постоянного тока. Можно расчитывать: универсальную интерполированную характеристику, собственные, предельные, реостатные и искусственные напряженные механические характеристики. Интерполяция осуществляется функциями spline. Програма предназначена употреблению при программируемых персональных вычислительных машин.

УДК 628.93.001.2.

ВНУТРЕННЕЕ ОСВЕЩЕНИЕ
ФОТОМЕТРИЧЕСКИЕ РАСЧЁТЫ
ПЕРСОНАЛЬНАЯ ЭВМ

Динкулеску, П.: **Использование персональных мирко-ЭВМ при проектировании установок, освещения.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35**, № 1, янв 1987 г., стр. 13

Подчёркивается пригодность проектирования при помощи ЭВМ, используя персональные микро-ЭВМ, и подробно представляется расчётная программа и принадлежащие подпрограммы для осуществления основных фотометрических расчётов при установках внутреннего освещения.

УДК 621.313.332: 621.3.015

АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
ЧИСЛО ОБОРОТ
НАПРЯЖЕНИЕ

Бабесну, М.: **Качественные показатели автономного асинхронного двигателя, регулирующего числами оборот.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35**, № 1, янв 1987 г., стр. 23

Представляются качественные достижения асинхронного двигателя в автономном режиме исходя от уравнений асинхронной машины. Считаются три возможные случаи: постоянное число оборот при валу двигателя; постоянное напряжение при зажимах, достигнуто изменением числа оборот; постоянная частота при зажимах. Намагничиванная реактивность X_{1m} считается зависимой от числа оборот и нагрузки.

УДК 621.313.3.

ЧИСЛОВОЕ СИМУЛИРОВАНИЕ
ШАГОВЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
ПОЗИЦИОННАЯ РЕАКЦИЯ

Войкулеску, Е.: **Симулирование режимов работы шагового двигателя при замкнутой цепи.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35**, № 1, янв 1987 г., стр. 28

В работе представляются полученные результаты числовом симулированием некоторой системы конвертер-шаговый двигатель в замкнутой цепи с позиционной реакцией. Определяются механические величины, оформляющие движение, напряжения и фазовые токи двигателя.

УДК 538.114: 621.318.3

ФЕРОМАГНИТНЫЕ ЛЕНТЫ
ЭЛЕКТРОМАГНИТЫ

Константин, Е. и др.: **Электромагнит элеватор для расхаживания валик феромагнитных лент.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35**, № 1, янв 1987 г., стр. 34

Анализируются особенности электромагнитов, пред назначенных расхаживанию некоторых валик феро магнитных лент. Вследствии изучения некоторых кр и терий выбора числа и конфигурации полюсов, а именно устойчивости прикрепления, телескопического эффекта, использовании свободного объёма и реализации силы с уменьщенными собственными мощностью и весом, представляется подробный метод проектирования этих типов электромагнитов. Даются полученные результаты для некоторых вариант одного электромагнита и параметры разработанного электромагнита, а также и результаты экспериментальных проверок.

УДК 621.318.3: 538.244.2; 538.26

ЭЛЕКТРОМАГНИТ ПОСТОЯННОГО ТОКА
МАГНИТНОЕ ПОЛЕ
ЧИСЛОВОЙ РАСЧЁТ

Ницу, С.: **Расчёт магнитного поля в сильно нелинейных цепях.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35**, № 1, янв 1987 г., стр. 40

Представляется расчёт магнитного поля некото рого электромагнита постоянного тока, работающего в насыщенной зоне намагничиванной характеристики (1,5 ... 2,2 Т). Использовался расчётный метод магнитно-вектор потенциала. Подчеркнулся способ обеспечения сходимости метода в случае решения некоторого вопроса с усиленной нелиниарностью.

УДК 621.3.103.1.

НЕПОДВИЖНОЕ МАГНИТНОЕ ПОЛЕ
НАПРЯЖЕНИЯ ТИПА МАКСВЕЛЛ
МЕТОД КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Рэдулеску, М. М., Виорел, Н. А.: **Применение метода конечных элементов при исчислении сил в неподвижном магнитном поле.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35**, № 1, янв 1987 г., стр. 44

В статье представляется применение метода конечных элементов первого порядка при цифровой вычислительной технике напряжениями типа Максвелл, специфической общей силы в стационарном магнитном поле плоскопараллельном.

INHALT

DK 621.313.323 : 621.3.013.1

SYNCHRONMOTOR
FLUSS- UND GESCHWINDIGKEITSREGELUNG

Sakae Yamamura: **Moderne Theorie der Wechselstrommaschinen : Phasenschnitt Vektormethode O.R. und die Methode der Feldbeschleunigung.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 1, Jan 1987, S. 1

Die Arbeit stellt eine neue Theorie und ein neues Modell der Asynchronmaschine im stationären und dynamischen Regime, dar. Das Modell hat eine direkte physische Bedeutung, wobei es mit den reellen statorischen Strömen und Spannungen arbeitet und es ist wirksam anwendbar in der Regelung der Geschwindigkeit und des Flusses der Synchronmaschine.

DK 621.313.222.681.3.06

MECHANISCHE KENNLINIEN
GLEICHSTROM-REIHENSCHLUSSMOTOR
BASIC RECHENPROGRAMM

Saal, C. und andere : **Berechnung statischer mechanischer Kennlinien des Gleichstrom-Reihenschlussmotors.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 1, Jan 1987, S. 7

Man stellt ein Basic-Programm für die Berechnung statischer mechanischer Kennlinien-und Felder des Gleichstroms-Reihenschlussmotors, vor. Man kann die folgenden Kennlinien-und Felder berechnen : die normierte interpolierte. m.K., Grenzlinie, rheostatische und Spannungskennlinien. Die Interpolation wird mit Splinefunktionen durchgeführt. Das Programm ist für die Personalcomputers bestimmt.

DK 628.93.001.2

INNENBELEUCHTUNG
FOTOMETRISCHE BELEUCHTUNG
PERSONALCOMPUTER

Dinculescu, P.: **Anwendung der Mikro-Personalcomputers beim Entwurf der Beleuchtungsanlagen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 1, Jan 1987, S. 13

Man unterstreicht die Anwendbarkeit des Entwurfes mit Hilfe des Computers des Mikro-Personalcomputers und es wird ein ausführliches Rechenprogramm als auch die annähernden Teilroutinen für die Durchführung der fotometrischen Hauptberechnungen in den Innenbeleuchtungsanlagen, dargestellt.

DK 621.313.332 : 621.3.015

ASYNCHRONGENERATOR
DREHZAHL
SPANNUNG

Babescu, M.: **Die Performanzen des autonomen Asynchrongenerators mit Drehzahl geregelt.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 1, Jan 1987, S. 23

Man beschreibt die Performanzen des Asynchrongenerators im autonomen Regime, wobei man von den Gleichungen der Asynchronmaschine anfängt. Es werden drei mögliche Fälle dargestellt : Drehzahl bei der Achse des Generators-Konstante ; Spannung bei den Klemmen-Konstante, durch die Drehzahländerung durchgeführt ; Frequenz bei den Klemmen-Konstante. Die Magnetisierungsreaktanz X_{1m} ist von der Drehzahl und Last abhängig.

DK 621.313.3

NUMMERISCHE SIMULATION
SCHRITTMOTOR
POSITIONIERUNGSREAKTION

Voiculescu, E.: **Die Simulation der Betriebsregime beim Schrittmotor im geschlossenen Kreis.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 1, Jan 1987, S. 28

Die Arbeit stellt die erhaltenen Ergebnisse durch die nummerische Simulierung eines Umformersystems-Schrittmotor im geschlossenem Kreis, mit Positionierungsreaktionen, dar. Es werden die mechanischen Grössen die die Bewegung des Motors definieren, als auch die Spannungen und Phasenströmungen, bestimmt.

DK 538.114.621.318.3

FERROMAGNETISCHE BÄNDE
ELEKTROMAGNETEN

Constantin, E. und andere : **Elektromagnet Elevator für die Verschiebung der ferromagnetischen Bandrollen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 1, Jan 1987, S. 34

Man analysiert die Besonderheiten der Elektromagneten bestimmt für die Verschiebung des ferromagnetischen Bandrollen. Als Folge des Studiums einiger Kriterien für die Nummerauswahl und der Polkonfiguration u.z.w. der Haftungsstabilität, des teleskopischen Effektes, der Anwendung des freien Volumens und der Entwicklung der Kraft mit einer geringen Leistung und Selbstgewicht, stellt man eine entsprechende Entwurfsmethode dieser Elektromagnettypen, vor. Man stellt die erhaltenen Ergebnisse für einige Varianten eines Elektromagneten und die Parameter des durchgeführten Elektromagnetes, als auch die Ergebnisse der experimentallen Prüfungen, dar.

DK 621.318.3 ; 538.244.2 ; 538.26

ELEKTROMAGNET MIT GLEICHSTROM
MAGNETISCHES FELD
ZAHLENMÄSSIGE BERECHNUNG

Nifu, S.: **Die Berechnung des magnetischen Feldes in stark nichtliniaren Kreisläufe.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 1, Jan 1987, S. 40

Man beschreibt die Berechnung des magnetischen Feldes eines Elektromagneten mit Gleichstrom, der in der Sättigungszone der Magnetisierungscharakteristik (1,5 ... 2,2 T) betriebsfähig ist. Die verwendete Berechnungsmethode gehört dem magnetischen Potential Vektor an ; man unterstrich die Sicherheitsart der Methodenkonvergenz im Fall einer Aufgabenstellung mit akzentuirten Nichtliniarität.

DK 621.3.013.1

STATIONARES MAGNETFELD
MAXWELLSCHE SPANNUNGEN
FINITEN-ELEMENTEN-METHODE

Rădulescu, M. M., Viorel, I. A.: **Anwendung der Finiten-Elemenen-Methode zur Berechnung der Kräfte im stationären Magnetfeld.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 1, Jan 1987, S. 44

Im Beitrag wird die Anwendung der Finite-Elementen. Methode erster Ordnung zur Nummerischen Berechnung durch Maxwellsche Spannungen, der gesammten spezifischen Kraft im stationären planparallele magnetfeld vorgestellt.

CONTENTS

DC 621.313.323 ; 621.3.013.1

SYNCHRONOUS MOTOR
FLOW AND SPEED CONTROL

Sakae Yamamura : **Modern theory of a.c. motors : phase segregation method, O.R. vector and field acceleration method.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 1, Jan 1987, p. 1

The paper introduces a new theory and a new model of the steady and dynamic duty asynchronous machine. The model has a direct physical significance, as it operates with actual stator currents and voltages, and it can be efficiently used to control the flow and speed of asynchronous machines.

DC 621.313.222 : 681.3.06

MECHANICAL CHARACTERICTICS
SERIES-EXCITED D.C. MOTOR
BASIC COMPUTING PROGRAM

Saal, C. and others : **Calculation of the static mechanical characterictics of the series-excited d.c. motor.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 1, Jan 1987, p. 7

A computing BASIC program is presented, for the speed-torque characteristics calculus of the series-excited d.c. motor. One can compute : interpolated universal, natural, limiting, rheostatic and voltage s.-t. characteristics. The interpolation is effectuated by means of spline functions. This program is intended to be used on the programmable personal computers.

DC 628.93.001.2

INDOOR LIGHTING
PHOTOMETRIC CALCULATIONS
PERSONAL COMPUTER

Dinculescu, P. : **Application of personal microcomputers to lighting installation design.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 1, Jan 1987, p. 13

There is underlined the usefulness of computer-aided design by means of personal microcomputers, and a computing program with its afferent subroutines for the main photometric calculations for indoor lighting installations is detailed.

DC 621.313.332 ; 621.3.015

ASYNCHRONOUS GENERATOR
SPEED
VOLTAGE

Babescu, M. : **Performance of speed-controlled autonomous asynchronous generator.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 1, Jan 1987, p. 23

The performance of autonomous asynchronous generator is given on the basis of the equations of the asynchronous machine. There are considered three possible cases : constant speed at generator shaft ; constant terminal voltage by means of speed modification ; constant terminal frequency. Magnetization reactance X_{1m} is considered as speed and load dependent.

DC 621.313.3

DIGITAL SIMULATION
STEPPING MOTOR
POSITION REACTION

Voiculescu, E. : **Simulation of stepping motor duties in a closed circuit.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 1, Jan 1987, p. 28

The paper shows the results obtained by digital simulation of convertor-closed circuit stepping motor system with position reaction. The mechanical values that define the motor, voltages and phase currents are determined.

DC 538.114.621.313.3

FERROMAGNETIC TAPES
ELECTROMAGNETS

Constantin, E. ş.a. : **Elevating electromagnet for the manipulation of ferromagnetic tape rolls.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 1, Jan 1987, p. 34

Particularities of electromagnets designed for the manipulation of ferromagnetic tape rolls are analyzed. As a result of the study of several criteria in the choice of pole number and configuration i.e. gripping stability, telescopic effect, utilization of available volume and production of a force with a net weight and power, a design method in agreement with these types of electromagnets is presented. There are given the results for several electromagnet options and the parameters of the electromagnetic produced, as well as the results of experimental checks.

DC 621.318.3 ; 538.244.2 ; 538.26

DIRECT-CURRENT MAGNET
MAGNETIC FIELD
NUMERICAL CALCULATION

Nifu, S. : **Magnetic field calculation in strong nonlinear circuits.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 1, Jan 1987, p.

The paper presents the field calculation for a d.c. electromagnet which works in the saturation area of the magnetization curve (1,5 ... 2,2 T). The applied method of computation is that of the magnetic vector potential ; it is pointed out the way to ensure the convergence of the method in the case of solving a problem with a strong nonliniarity.

DC 621.3.013.1

STATIONARY MAGNETIC FIELD
MAXWELLIAN TENSIONS
FINITE ELEMENT METHOD

Rădulescu, M. M., Viorel, I. A. : **The applications of the finite element method to the computation of stationary, magnetic field forces.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 1, Jan 1987, p. 44

The paper presents the application of the first order finite element method to the digital computation, through Maxwellian tensions, of the specific total force in a plane-paralle stationary magnetic field.

SOMMAIRE

CD 621.313.323 : 621.3.013.1

MOTEUR SYNCHRONE
RÉGLAGE DU FLUX ET DE LA VITESSE

Sakae Yamamura : **Théorie moderne des moteurs à c.a. : division des phases, méthode du vecteur O.R. et méthode de l'accélération de champ.**

(Modern Theory of A.C. Motors : Phase Segregation Method, O.R. Vector and Field Acceleration Method).

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, No. 1, janvier 1987, p. 1

Le travail présente une nouvelle théorie et un nouveau modèle de la machine synchrone en régime stationnaire et dynamique. Le modèle a une signification physique directe tout en faisant appel aux courants et aux tensions statoriques réels pouvant être utilisé avec efficacité dans le réglage du fleux et de la vitesse de la machine synchrone.

CD 621.313.222 : 681.3.06

CARACTÉRISTIQUES MÉCANIQUES
MOTOR SÉRIE À COURANT CONTINU
PROGRAMME BASIC DE CALCUL

Saal, C. et al. : **Calcul des caractéristiques mécaniques statiques du moteur série à courant continu.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, No. 1, janvier 1987, p. 7

On y présente un programme élaboré en langage BASIC pour le calcul des caractéristiques mécaniques du moteur série à courant continu, tout en pouvant calculer la caractéristique mécanique universelle interpolée, les caractéristiques mécaniques naturelles, limite, rhéostatiques et artificielles de tension. L'interpolation est effectuée à l'aide des fonctions de type „spline". Le programme est élaboré en vue de sa mise en oeuvre aux calculateurs programmables personnels.

CD 628.93.001.2

ÉCLAIRAGE INTERIEUR
CALCULS PHOTOMÉTRIQUES
CALCULATEUR PERSONNEL

Dinculescu, P. : **Emploi des microcalculateurs personnels dans la conception des installations d'éclairage.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, No. 1, janvier 1987, p. 13

On y souligne l'utilité de la conception assistée par l'ordinateur, à l'aide des microcalculateurs personnels et l'on y présente en détail un programme de calcul et les sous-routines ci-jointes afin d'effectuer les calculs photométriques principaux pour les installations d'éclairage intérieur.

CD 621.313.332 : 621.015

GÉNÉRATEUR ASYNCHRONE
VITESSE DE ROTATION
TENSION

Babescu, M. : **Performances du générateur asynchrone indépendant, réglé par la vitesse de rotation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, No. 1, janvier 1987, p. 23

On y décrit les performances du générateur asynchrone en régime indépendant à partir des équations de la machine asynchrone. On y envisage trois cas possibles : vitesse de rotation de l'arbre du générateur constante ; tension aux bornes constante, par la variation de la vitesse de rotation, fréquence aux bornes constante. La réactance d'aimantation X_{1m} est envisagée comme étant dépendante de la vitesse de rotation et de la charge.

CD 621.313.3

SIMULATION DIGITALE
MOTEUR PAS À PAS
REACTION DE POSITION

Voiculescu, E. : **Simulation des régimes de fonctionnement du moteur pas à pas en circuit fermé.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, No. 1, janvier, 1987, p. 28

Le travail présente les résultats obtenus par la simulation digitale d'un système convertisseur-moteur pas à pas en circuit fermé, à réaction de position. On détermine les grandeurs mécaniques définissant la rotation du moteur, les tensions et les courants de phases.

CD 538.114 : 621.318.3

RUBANS FERROMAGNÉTIQUES
ELECTRO-AIMANTS

Constantin, E. et al. : **Electro-aimant élévateur pour manipuler les rouleaux de rubans ferromagnétiques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, No. 1, janvier 1987, p. 34

On y analyse les particularités des électro-aimants mis en oeuvre en vue de manipules des rouleaux de rubans ferromangnétiques. Suite à l'étude de certains critères pour choisir le nombre et la configuration des pôles, notamment de la stabilité de fixation, de l'effet téléscopique, de l'emploi efficace du volume disponible et de l'obtention de la force avec une force et un poids propre réduits, on décrit une méthode de conception appropriée à ces types d'électro-aimants. On y présente les résultats obtenus pour quelques variantes d'un électro-aimant et les paramètres de l'électro-aimant mis en oeuvre ainsi que les résultats des essaïs expérimentaux.

CD 621.318.3 ; 538.244.2 ; 538.26

ELECTRO-AIMANT DE C.C.
CHAMP MAGNÉTIQUE
CALCUL NUMÉRIQUE

Nifu, S. : **Calcul du champ magnétique des circuits à un haut degré et non-linéarité.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, No. 1, janvier, 1987, p. 40

On y présente le calcul du champ magnétique d'un électro-aiamant de c.c. qui fonctionne dans la zone de saturation de la caractéristique d'aimantation (1,5 ... 2,2 T). La méthode de calcul appliquée est celle du potentiel magnétique vecteur ; on a souligné la voie pour assurer la convergence de la méthode afin de résoudre un problème à un haut degré de nonlinéarité.

CD 621.3.013.1

CHAMP MAGNÉTIQUE STATIONNAIRE
TENSIONS MAXWELLIENNES
MÉTHODE DES ÉLÉMENTS FINIS

Rădulescu, M. M., Viorel, I. A. : **Application de la méthode des éléments finis au calcul des forces en champ magnétique stationnaire.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, No. 1, janvier, 1987, p. 44

Le travail présente l'application de la méthode des élés ments finis de premier degré au calcul numérique, par tension-maxwelliennes, de la force totale spécifique en champ magnétique stationnaire plan-parallèle.

Tîrgul de la Leipzig

Republica Democrată Germană

de la 15.3. la 21.3.1987

Centrul comercial mondial Leipzig vă oferă într-un singur loc și în numai șapte zile :

- Tratative în domenii reprezentative ale industriei R.D.G.
- Încheierea de afaceri și contacte cu parteneri comerciali din întreaga lume.
- Informații și tehnologii de înaltă productivitate în ramura industrială care vă interesează.

Tema Tîrgului de la Leipzig, ediția de primăvară 1987 : **„Produse alimentare — Producție și prelucrare eficientă".**

Pentru comerț internațional și progres tehnic !

Invitații pentru tîrg și informații puteți obține la O.N.T. Carpați sau la Reprezentanța Comercială a Ambasadei R.D.G. în R. S. România, str. Dumbrava Roșie nr. 4, București.

O.N.T. Carpați organizează călătorii pentru grupe de experți cu participare gratuită la conferințele de specialitate și la vizitarea Tîrgului, cu ghizi specializați.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA" (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3017.003.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare, este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

Tiparul :
Întreprinderea poligrafică „Informația"
București, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 2767

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Electrotehnica nr. 1

CZ 621.313.323 : 621.3.013.1

MOTOR SINCRON
REGLARE DE FLUX ŞI VITEZĂ

Teoria modernă a motoarelor de curent alternativ: Metoda separării fazelor, metoda vectorului rotitor-amortizor şi metoda accelerării cîmpului

SAKAE YAMAMURA — TOKIO

Introducere

Prin apariţia tiristoarelor şi a tranzistoarelor de putere a început epoca electronicii pentru maşinile şi acţionările electrice. Înainte de apariţia electronicii de putere, controlul motoarelor era scalar, deoarece maşinile de curent continuu, utilizate cu preponderenţă, erau scalare, iar controlul lor era mult mai uşor. Maşinile de curent alternativ sînt vectori, iar controlul lor este dificil. Ceea ce în prezent controlează motorul este sursa de alimentare. În controlul clasic al motorului controlul surselor de alimentare, atît de curent continuu, cît şi de curent alternativ, este scalar. Acesta este motivul pentru care motorul de curent continuu a păstrat o controlabilitate superioară celui de curent alternativ. Modernizarea invertoarelor a schimbat situaţia, făcînd posibil un control vectorial al sursei de alimentare de curent alternativ. Acum e rîndul motoarelor de curent alternativ să realizeze caracteristici de control superioare, atît în regimul permanent, cît şi în cel tranzitoriu. Motorul de curent alternativ este acum în postura de a înlocui motorul de curent continuu ca motor de control. Din păcate, teoria motorului de curent alternativ nu e încă bine concepută pentru această situaţie, ea rămînînd încă la nivelul clasic, în care fenomenele tranzitorii nu sînt investigate adecvat.

Teorii clasice ale motoarelor de curent alternativ

Steinmetz a adus o mare contribuţie la teoria maşinii de curent alternativ, folosind metoda vectorului simbolic. Studiile sale se refereau doar la regimul staţionar al motoarelor de curent alternativ pentru cazuri simetrice de funcţionare.

Fortesque a introdus metoda componentelor simetrice pentru a analiza cazuri asimetrice de funcţionare a motoarelor trifazate. El a folosit şi metoda vectorului simbolic, prin urmare, teoria sa limitîndu-se tot la cazul regimului staţionar al motoarelor trifazate.

S. Bekku [1] a introdus metoda componentelor simetrice cu valori instantanee pentru a analiza fenomenele tranzitorii la un scurtcircuit al unui generator de curent alternativ. În metoda sa, componenta de secvenţă pozitivă şi cea negativă sînt conjugate între ele. Deoarece cele două componente nu sînt independente, sensul fizic al metodei se pierde, în mare măsură. Metoda vectorilor spaţiali foloseşte doar componenta de secvenţă pozitivă a metodei componentei simetrice a valorii instantanee.

Metoda coordonatelor ortogonale, în două faze, a fost folosită de mulţi autori ca Adkin, Kron şi Takeuchi şi este încă utilizată pe scară largă. Ea a fost introdusă pentru a uni teoriile motorului electric. Cînd se analizează maşinile trifazate, cele trei variabile de fază sînt transformate în două variabile de fază. Transformarea este complicată şi nici măcar nu ajută analiza. Deşi numărul de faze se reduce cu una, două reprezintă încă prea mult şi ecuaţia caracteristică este 4×4 în forma matriceală şi e dificil de rezolvat. Metoda coordonatelor ortogonale cu două faze este numită uneori metoda axelor d, q, dar nu are nimic comun cu reluctanţa variabilă produsă de poli. Este chiar ciudat, dar metoda nu dă nici o soluţie analitică regimului tranzitoriu al motorului de curent alternativ, deşi este folosită în multe articole tehnice şi cărţi. Din cauza absenţei soluţiei analitice, argumentele metodei sînt neconvingătoare în multe cazuri.

Fenomenele electromagnetice tranzitorii ale motoarelor de curent alternativ nu au fost

* Dr. *Sakae Yamamura* este profesor emeritus al Universităţii din Tokio, vicepreşedinte al Institutului de Electrotehnică şi Energetică Industrială, 1—6—1 Ohtemachi, Chiyoda-ku, Tokio, şi Preşedinte al Comitetului Electrotehnic Japonez.

analizate corespunzător și au rămas, în mare parte, neinvestigate. Acesta e domeniul din teoria motorului de curent alternativ care a fost neglijat și care trebuie studiat pentru utilizarea din plin a caracteristicilor superioare ale motoarelor de curent alternativ. Analizele fenomenelor tranzitorii ale motoarelor de curent alternativ sînt complicate, și chiar dificile, datorită numărului mare de înfășurări. Noi metode analitice trebuie găsite pentru a stabili teoria modernă a motoarelor de curent alternativ, ce va permite un control modern al motoarelor de curent alternativ.

Metoda vectorului rotitor-amortizat

Metoda vectorului simbolic a fost un procedeu puternic la începutul secolului, metodă în care variabilele de stare sînt sinusoidale în timp. Se folosește următoarea relație :

$$i = \sqrt{2}\, I \cos(\omega t + \varphi) = \text{real}\,[\sqrt{2}\, I\, e^{j(\omega t+\varphi)}], \tag{1}$$

care se simbolizează astfel :

$$I\, e^{j\varphi} = I. \tag{2}$$

Acesta este un vector fix în planul complex. În acest mod, metoda vectorului simbolic duce la simplificarea în mare măsură a analizei circuitelor de curent alternativ. Totuși, metoda își limitează aplicabilitatea la analiza circuitelor de curent alternativ în regim staționar, inclusiv a mașinilor de curent alternativ.

Autorul [3], [9], [10] propune folosirea metodei vectorului rotitor-amortizat în care variabilele de stare sînt exprimate după cum urmează :

$$i = \sqrt{2}\, I\, e^{\delta t + j\varphi} = \sqrt{2}\, I\, e^{\delta t}, \tag{3}$$

unde indicele exponențial este un număr complex de forma :

$$\delta = -\lambda + j\omega. \tag{4}$$

Expresia (3) poate acoperi toate cazurile practice ale analizei circuitelor de curent alternativ, inclusiv analiza motoarelor trifazate de curent alternativ. Pentru cazul particular cînd $\lambda = 0$, ecuația (3) include metoda convențională a vectorului simbolic. Totuși, metoda vectorului rotitor-amortizat reține factorul $e^{j\cdot\omega\cdot t}$. De asemenea, ea include marea majoritate a soluțiilor practic tranzitorii ale ecuațiilor circuitului de curent alternativ, inclusiv pentru motoare de curent alternativ, după cum se va vedea.

Metoda separării fazelor. Analiza unui motor de inducție

Ca exemplu se va analiza, cu metoda vectorului rotitor-amortizat, motorul trifazat de inducție din figura 1.

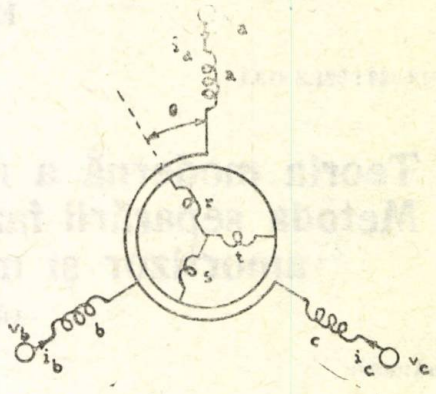


Fig. 1. Modelul motorului de inducție trifazat.

Primele ecuații sînt scrise pentru fazele a și r, reprezentative pentru setul de trei faze ale primarului respectiv secundarului :

$$v_a = R_1 i_a + l_1\, p\, i_a + p\lambda_{ga}, \tag{5}$$

$$0 = R_2 i_r + l_2\, p\, i_r + p\lambda_{gr}. \tag{6}$$

Simbolurile sînt convenționale, λ_{ga} și λ_{gr}, reprezentînd legături ale fluxurilor din întrefier ale fazelor a și, respectiv, presupunînd raportul spirelor de 1 între înfășurările primarului și secundarului și notînd valoarea maximă a inductanței mutuale dintre ele cu M, legăturile dintre fluxuri sînt date de :

$$\lambda_{ga} = Mi_a + Mi_b \cos 2\pi/3 + Mi_c \cos(-2\pi/3) + Mi_r \cos 0 + Mi_s \cos(0 + 2\pi/3) + Mi_t \cos(0 - 2\pi/3), \tag{7}$$

$$\lambda gr = Mi_r + Mi_s \cos 2\pi/3 + Mi_t \cos(-2\pi/3) + Mi_a \cos(-0) + Mi_b \cos(-0 + 2\pi/3) + Mi_c \cos(-0 - 2\pi/3), \tag{8}$$

unde 0 este unghiul spațial între înfășurările de fază a și r, fiind dat de :

$$0 = \omega_m t, \tag{9}$$

ω_m fiind viteza unghiulară în rad/s.

La controlul de curenți de intrare al motorului de inducție, curenții trifazați din primar

sînt daţi ca mărimi de control la intrare şi se pot exprima astfel :

$$i_a = \sqrt{2} I_1 e^{j(\omega t+\varphi_1)},\ i_b = \sqrt{2} I_1 e^{j(\omega t+\varphi_1-2\pi/3)},$$
$$i_c = \sqrt{2} I_1 e^{j(\omega t+\varphi_1+2\pi/3)}. \quad (10)$$

Sînt curenţi trifazaţi simetrici sub forma vectorului rotitor-amortizat din ecuaţia (3), în care $\lambda = 0$. Introducînd ecuaţia (10) în ecuaţiile (7) şi (8) se obţin următoarele ecuaţii :

$$\lambda_{ga} = (3M/2) i_a + (3M/2) i_r e^{j\theta} = e^{j\theta}\lambda_{gr}, \quad (11)$$

$$\lambda_{gr} = (3M/2) i_r + (3M/2) i_a e^{-j\theta} = e^{-j\theta}\lambda_{ga}. \quad (12)$$

Din ecuaţiile (6) şi (12) se obţine :

$$0 = R_2 i_r + (l_2 + 3M/2)\, p i_r + (3M/2)\, p\,(e^{-j\theta} i_a). \quad (13)$$

Această ecuaţie conţine doar fazele a şi r. Adică, ele sînt separate de celelalte faze. Metoda vectorului rotitor-amortizat a condus la separarea fazelor. Introducînd i_a din ecuaţia (10), ecuaţia (13) devine :

$$-p(3M/2)\sqrt{2} I_1 e^{j[(\omega-\omega_m)t+\varphi_1]} = -js\omega(3M/2) \times$$
$$\times \sqrt{2} I_1 e^{j(s\omega t+\varphi_1)} = R_2 i_2 + (l_2 + 3M/2) p\ i_2. \quad (14)$$

Aici, faza r, reprezentativă petru secundar, este notată cu 2. Circuitul echivalent al ecuaţiei (14) este arătat în figura 2.

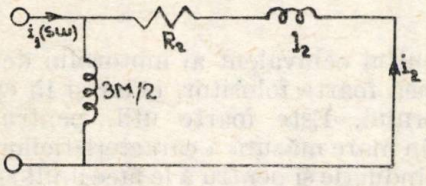


Fig. 2. Circuitul echivalent al controlului cu curent de intrare al motorului de inducţie.

Soluţia generală a ecuaţiei (14) este dată de :

$$i_2 = A e^{-\lambda t}\sqrt{2} I_2 e^{j(s\omega t+\varphi_2)}, \quad (15)$$

$$\lambda = R_2/(l_2 + 3M/2),\ s = \text{alunecare}. \quad (16)$$

Această soluţie conţine doar frecvenţa de alunecare, dar nu şi viteza ω_m a motorului în mod explicit. Puterea şi cuplul pe fază sînt date de :

puterea $p_1 = \text{real}\,[e_s] \cdot \text{real}\,[i_2]$, cuplul $t_1 =$

$$= \frac{p}{2\omega_m} \cdot p_1. \quad (17)$$

Tensiunea vitezei e_s din ecuaţia (17) este proporţională cu ω_m, şi este dată de relaţia :

$$e_s = -j\omega_m(3M/2) i_1(s\omega). \quad (18)$$

Acestea sînt valori instantanee pe o singură fază, care conţin termeni constanţi, variabili cu frecvenţa de alunecare şi de două ori aceasta. În valori trifazate, termenii de frecvenţă dublă de alunecare se anulează şi sînt daţi de :

$$p_3 = \text{real}\,[e_s \cdot i_2^*], \quad (19)$$

$$t_3 = \frac{P}{2\omega_m}\,\text{real}\,[e_s \cdot i_2^*] = \frac{9PM}{4}\,\text{imaginary}$$
$$[i_1(s\omega) \cdot i_2^*]. \quad (20)$$

Pentru condiţia iniţială de curenţi zero $i_1 = i_2 = 0$ la $t = 0$.

Însă, în cazul controlului prin curenţi de intrare, condiţia iniţială devine :

$$i_{10} = \sqrt{2} I_1 e^{j\varphi_1},\ i_{20} = -\frac{3M/2}{l_2 + 3M/2}\, i_{10} \text{ la } t = 0+. \quad (21)$$

Introducînd ecuaţia (21) în ecuaţia (15), se determină constanta arbitrară A, iar cuplul din ecuaţia (20) devine :

$$t_3 = \frac{9PM}{4} I_1 I_2 \times$$
$$\times \left\{\cos\theta_2 - \frac{R_2}{s\omega(l_2 + 3M/2)}\, e^{-\lambda t} \sin(s\omega t + \theta_2)\right\}, \quad (22)$$

$$\frac{\cos\theta_2}{\sin\theta_2} = \frac{R_2}{s\omega(l_2 + 3M/2)}. \quad (23)$$

Acesta a fost calculat pentru motorul de inducţie cu datele din tabelul 1 :

Tabelul 1

Constantele nominale şi de circuit ale unui motor de inducţie

Valoarea nominală : 3,7 kW ; 200 V ; 50 Hz ; patru poli Constantele circuitului : $x_1 = 0{,}408\ \Omega$, $x_2 = 0{,}269\ \Omega$, $x_m = 13{,}2\ \Omega$, $R_1 = 0{,}463\ \Omega$, $R_2 = 0{,}432\ \Omega$.

Rezultatul este arătat în figura 3. Răspunsul de cuplu este foarte întîrziat şi cu suprareglaj şi nu este adecvat pentru un control bun de cuplu.

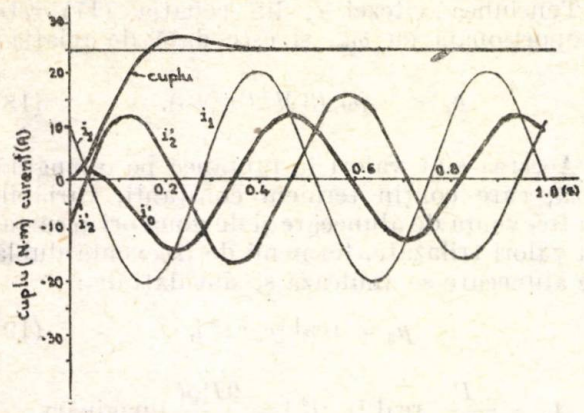


Fig. 3. Răspunsul cuplului la controlul curentului motorului de inducție în repaus fără curent.

În controlul cu tensiunea de intrare al motorului de inducție, tensiunile primarului sînt simetrice și sînt date în forma vectorului rotitor-amortizat, ca în ecuația (10) pentru curenți. Toate componentele celor trei curenți de fază pot fi exprimate sub forma vectorului rotitor-amortizat după cum urmează :

$$i_a = A\, e^{\delta t},\ i_b = A\, e^{\delta t - j2\pi/3},\ i_c = A\, e^{\delta t + j2\pi/3},$$

$$i_r = A'\, e^{\delta t},\ i_s = A'\, e^{\delta t - j2\pi/3},\ i_t = A'\, e^{\delta t + 2\pi/3}. \tag{24}$$

În acest caz, ecuațiile (11) și (12) sînt, de asemenea, valabile, iar ecuațiile (5) și (6) devin :

$$v_a = R_1 i_a + (l_1 + 3M/2)\, p i_a + (3M/2)\, p i'_r, \tag{25}$$

$$0 = R_2 i'_r + (l_2 + 3M/2)\,(p - j\omega_m)\, i'_r + (3M/2)(p - j\omega_m)\, i_a, \tag{26}$$

$$i'_r = e^{j} i_r. \tag{27}$$

Aceste ecuații conțin doar fazele a și r, fazele fiind astfel separate de celelalte. Înlocuindu-l pe a cu 1 și pe r cu 2, se obține :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + (l_1 + 3M/2)p & (3M/2)p \\ (3M/2)(p - j\omega_m) & R_2 + (l_2 + 3M/2)(p - j\omega_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}. \tag{28}$$

Circuitul echivalent corespunzător este dat în figura 4, valabilă atît pentru regimul tranzitoriu, cît și pentru cel permanent. Îl vom numi circuit echivalent tranzitoriu de tip T. Relația (28) are ecuația caracteristică de ordinul al doilea în p și poate fi rezolvată ușor. Soluția generală pentru curentul din primar i_1 este dată de :

$$i_1 = A_1\, e^{\delta_1 t} + A_2\, e^{\delta_2 t} + \sqrt{2} I_1\, e^{j(\omega t + \varphi_1)}, \tag{29}$$

unde : δ_1 și δ_2 sînt rădăcini caracteristice ale ecuației (28).

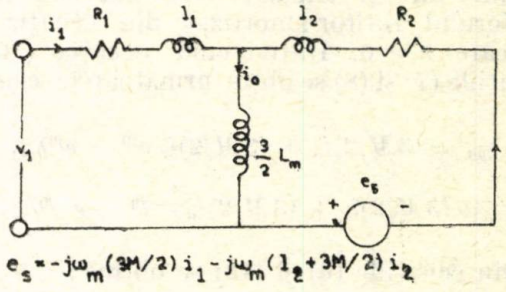


Fig. 4. Echivalentul tranzitoriu de tipul T al motorului de inducție.

Cînd controlul cu tensiune de intrare este aplicat motorului de inducție din tabelul 1, cu condiția inițială de curenți zero, răspunsul cuplului este similar figurii 3. În acest caz, răspunsul este și mai întîrziat și încă cu și mai mare suprareglaj decît în figura 3 [10].

Cînd controlul cuplului pornește de la condiția de curent zero, răspunsul său este foarte slab, așa cum s-a arătat mai sus, indiferent dacă controlul este cu curent sau tensiune de intrare. Acesta poate fi mult ameliorat prin metoda controlului care va fi explicată ulterior în lucrare.

Circuitele echivalente T—I și T—II [5], [6], [10]

Circuitul echivalent al motorului de inducție este încă foarte folositor, chiar și în epoca calculatorului. Este foarte util, pentru ameliorarea în mare măsură a caracteristicilor motorului de inducție și pentru a le face mult superioare celor ale motorului de curent continuu, nu numai în regim staționar, ci și în cel tranzitoriu.

Curenții sînt transformați de :

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \alpha \end{bmatrix} \left| \begin{matrix} i_2^{\alpha} \\ i_2^{\alpha} \end{matrix} \right|; \tag{30}$$

α este arbitrar.

Astfel, ecuația (28) este transformată în :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + (l_1 + 3M/2)p & (3M\alpha/2)p \\ (3M\alpha/2)(p - j\omega_m) & \alpha^2 R_2 + \alpha^2 (l_2 + 3M/2)(p - j\omega_m) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2^{\alpha} \end{bmatrix}. \tag{31}$$

Cînd α este ales ca mai jos:

$$\alpha = \frac{3M/2}{l_2 + 3M/2}, \tag{32}$$

ecuaţia (31) dă circuitul echivalent de tip T—I, reprezentat în figura 5.

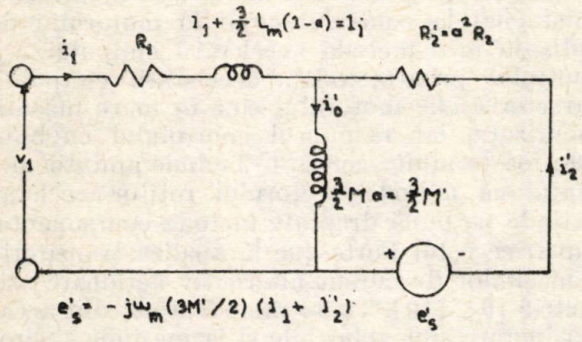


Fig. 5. Circuitul echivalent T—I pentru regimul tranzitoriu al motorului de inducţie.

Cînd α este ales cu valorile:

$$\alpha = \frac{l_1 + 3M/2}{3M/2}, \tag{33}$$

ecuaţia (31) dă circuitul echivalent T—II din figura 6. Trebuie remarcat faptul că circuitul de tipul T—I nu are inductanţă de scăpare la secundar, iar circuitul de tipul T—II nu are inductanţă de scăpare la primar.

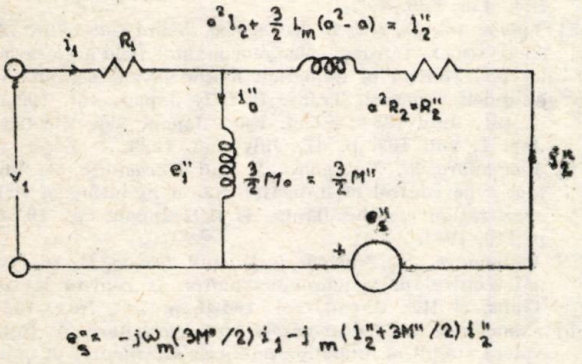


Fig. 6. Circuitul echivalent T—II pentru regimul tranzitoriu al motorului de inducţie.

Controlul prin metoda accelerării cîmpului

În controlul motorului de inducţie prin metoda accelerării cîmpului, propusă de autor [3], [4], [10], curentul de excitaţie este menţinut ca vector rotitor cu amplitudine constantă în planul complex. Apoi, în regim staţionar, curenţii şi cuplul sînt funcţii doar ale frecvenţei de alunecare, obţinîndu-se următoarele relaţii:

$$I_1 = I_0' + I_2' = \left(1 + \frac{js\omega\, 3M/2}{R_2'}\right) I_0', \tag{34}$$

$$T_3 = \frac{9PM}{4} I_0' I_2'. \tag{35}$$

În circuitul echivalent de tipul T—II:

$$I_1 = I_0'' + I_2'' = \left(1 + \frac{js\omega\, 3M''/2}{R_2'' + js\omega(l_2'' + 3M''/2)}\right) I_0'', \tag{36}$$

$$T_3 = \frac{3P}{2} \frac{R_2}{s} \frac{(s\omega\, 3M/2)^2}{R_2''^2 + (s\omega 3M/2)^2} I_0''^2. \tag{37}$$

Ecuaţiile (34) şi (35) dau curba cuplului faţă de cea a vitezei din figura 7 pentru circuitul echivalent de tipul T—I. Acestea sînt complet liniare. Ecuaţiile (36) şi (37) dau curba cuplului,

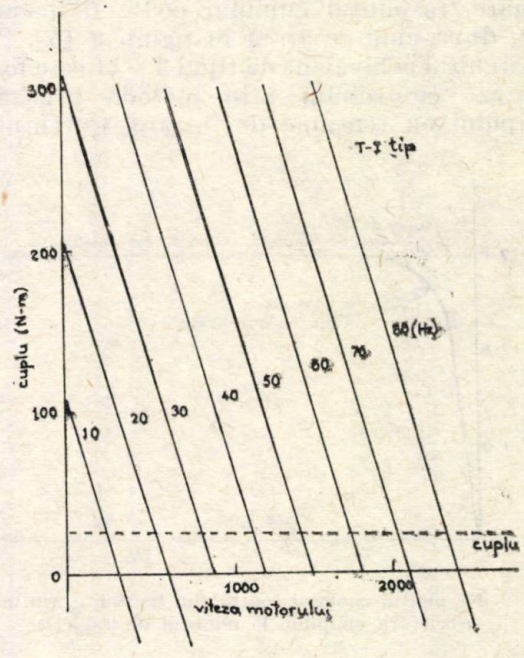


Fig. 7. Curba cuplului faţă de cea a vitezei în controlul prin metoda acceleării cîmpului pentru circuitul echivalent T—I al motorului de inducţie.

faţă de cea a vitezei, din figura 8 pentru circuitul echivalent T—II. Acestea nu sînt complet liniare, dar încă destul de drepte, pînă la de 5 ori cuplul real. Controlul prin metoda accelerării cîmpului liniarizează foarte mult curba cuplului faţă de cea a vitezei motorului de inducţie în regim staţionar.

Circuitul echivalent T—I este foarte adecvat controlului cuplului motorului de inducţie prin

metoda accelerării cîmpului cu curent de intrare. Cum inductanţa scăpării în secundar este zero, curentul I_2' din secundar se poate forma instantaneu, dacă curentul de excitaţie I_0' este menţinut ca vector rotitor-constant. Şi, prin

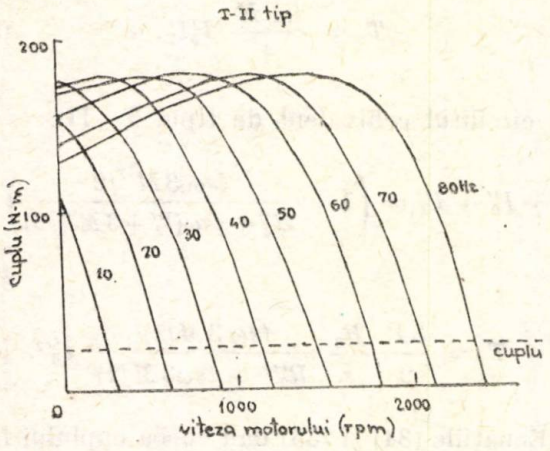


Fig. 8. Curba cuplului faţă de cea a vitezei în controlul prin metoda accelerării cuplului pentru circuitul echivalent T—II al motorului de inducţie.

urmare, răspunsul cuplului poate fi instantaneu, după cum se arată în figura 9 [5], [10].

Circuitul echivalent de tipul T—II este foarte adecvat controlului prin metoda accelerării cîmpului cu tensiune de intrare. Curentul de

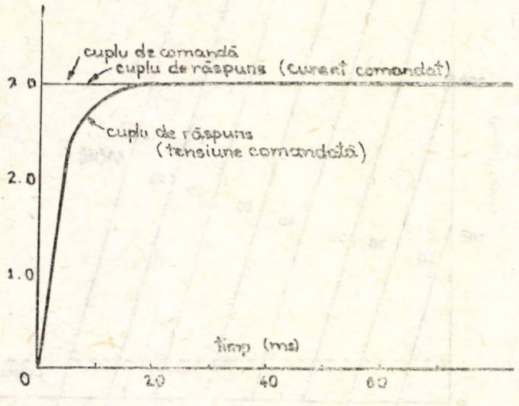


Fig. 9. Răspunsul cuplului controlului tensiunii prin metoda accelerării cîmpului la motorul de inducţie.

excitaţie I_0'' este uşor de menţinut ca vector rotitor-constant, întrucît nu există inductanţă cu scăpare în primar. În figura 9 se prezintă un exemplu de răspuns al cuplului pentru motorul de inducţie din tabelul 1, cînd se aplică controlul prin metoda accelerării cîmpului cu tensiune de intrare [6], [10]. Răspunsul nu este instantaneu, dar este foarte rapid.

Concluzii

În teoria clasică a motoarelor de curent alternativ, fenomenele tranzitorii nu erau analizate adecvat. Metoda vectorului rotitor-amortizat a deschis calea spte teoria modernă a acestora. Ea a dat naştere metodei separării fazelor, care este cea mai adecvată în analiza tranzienţilor maşinilor de curent alternativ. Metoda separării fazelor este practică şi foarte uşor de utilizat, conducînd la controlul cuplului motorului de inducţie prin metoda accelerării cîmpului. Cu controlul prin metoda accelerării cîmpului, caracteristicile motorului sînt în mare măsură liniarizate, iar răspunsul controlului cuplului este foarte mult accelerat. Trebuie amintit aici faptul că métoda vectorului rotitor-accelerat extinde pe bună dreptate metoda componentei simetrice a lui Fortesque la analiza tranzitorie a maşinilor de curent alternativ acţionate asimetric [9], [10]. Toate metodele noi din această lucrare sînt aplicabile şi la maşinile sincrone [10].

Bibliografie

[1] *Bekku, S.* On the suddent short circuit current of alternator. Journal of IEE of Japan, 1926, p. 808, 1926.

[2] *Yamamura, S.* and *Nakagawa, S.* Transient phenomena and control of a.c. servomotor-proposal of field acceleration method. Trans. B IEE Japan, vol. **101-B**, p. 557, Sept. 1981.

[3] *Yamamura, S.* and *Nakagawa, S.* Equivalent circuits and field acceleration method control of induction motor as a.c. servomotor. Trans. B IEE Japan, vol. **102-B**, p. 439, Sept. 1982.

[4] *Yamamura, S., Ka, S.* and *Nakagawa,* S. Equivalent circuits of induction motor as servomotor of quick response. Trans. B IEE Japan, vol. **103-B**, p. 133, Feb. 1983; Elec. Eng. Japan, Scr. Electron. Jap. 1, vol. **103**, p. 104, Jan.-Feb. 1983.

[5] *Yamamura, S., Ka, S., Nakagawa, S.* and *Kawamura, A.* Analysis of transient phenomena and field accleration method control of induction motor as a.c. servomotor of quick response, Trans. B IEE Japan, vol. **103-B**, p. 491, July 1983; Elect. Eng. Japan, Scr. Electron. Jap. 1, vol. **103**, p. 67, July-Aug. 1983.

[6] *Yamamura, S., Nakagawa, S.* and *Kawamura, A.* Voltage-type control of induction motor by means of field acceleration method. Trans. B IEE Japan, vol. **104-B**, p. 449, 1984.

[7] *Yamamura, S., Nakamori, K.* and *Kondo, B.* Analysis and control of synchronous motor as control motor. Trans. B IEE Japan, vol. **104-B**, p. 703, Nov. 1984.

[8] *Yamamura, S., Nakagawa, S.* and *Kawamura, A.* Equivalent circuit of induction motor as servomotor of quick response. Int. Power Electron. Conf.Trans. IPEC—Tokyo, IEE Japan, 1983, p. 732.

[9] *Yamamura, S.* Analysis of transient phenomena of induction motor by means of decaying vector symmetrical component method and phase segregation method. Proc. Annu. Conf. IEE Japan, no. 679, Apr. 1985.

[10] *Yamamura, S.* AC motors for high-performance applications-analysis and control (book), 1986, Marcel Dekker, inc., New York and Basel.

CZ 621.313.222 : 681.3.06

CARACTERISTICI MECANICE
MOTOR-SERIE DE C.C.
PROGRAM BASIC DE CALCUL

Calculul caracteristicilor mecanice statice ale motorului-serie de curent continuu

CAROL SAAL, IOAN LAGER, MARIUS GHEȚIE, MIHAI LUGOJANU, INGO HUBBES* -BRAȘOV

În sistemele de acționări electrice cu porniri frecvente, cu cupluri de pornire mari și cu variații bruște de sarcină — ca și în tracțiunea electrică, instalațiile de ridicat etc., motorul utilizat este deseori cel de curent continuu cu excitație în serie. Explicația rezidă în avantajele pe care acesta le prezintă în condițiile anterior menționate, datorită, în principal, adaptării mai bune a vitezei sale unghiulare la solicitările cerute și a încălzirii sale mai reduse în condiții de suprasarcină.

Cum este cunoscut, caracteristicile mecanice statice ale motorului de curent continuu cu excitație în serie nu se exprimă analitic, din cauza dependenței complicate dintre fluxul magnetic pe polul principal în întrefier și curentul ce parcurge circuitul motorului. Cunoscînd caracteristica mecanică universală sau relativă a motorului, caracteristicile mecanice naturale $\Omega(I)$, $\Omega(M)$, ca și de cuplu $M(I)$, se calculează și trasează pe baza cunoașterii vitezei unghiulare nominale Ω_N și a curentului nominal I_N ale motorului. În ceea ce privește caracteristicile mecanice reostatice și artificiale de tensiune, acestea se trasează, de obicei, cu ajutorul caracteristicii mecanice limită, utilizîndu-se procedee grafo-analitice și grafice. Aceste procedee sînt însă laborioase și de precizie scăzută.

Autorii au elaborat un program de calcul în limbaj BASIC pentru obținerea uneia sau a mai multor caracteristici mecanice — universală, naturale și artificiale, ale motorului-serie de curent continuu. Interpolarea necesară a caracteristicii mecanice universale se face cu ajutorul funcțiilor spline. Programul a fost rulat pe un calculator de tip personal *TI* 99/4A și cu modificări neesențiale și pe calculatoare de tip personal românești de tipul PRAE.

1. Aspecte teoretice de calcul

Se presupune că utilizatorul programului este în posesia datelor nominale ale motorului-serie de curent continuu : puterea P_N (kW) ; tensiunea U_N (V) ; curentul I_N(A) ; turația n_N (rot/min), cît și a rezistențelor raportate :

$$A_1 = \frac{R_A}{R_N}, \quad A_2 = \frac{R_E}{R_N}. \tag{1}$$

Aici R_N este rezistența nominală :

$$R_N = \frac{U_N}{I_N}, \tag{2}$$

a motorului, iar R_A, R_E sînt rezistențele înfășurării rotorice, respectiv înfășurării-serie de excitație. Dacă există înfășurări de comutație și de compensație, rezistențele lor se consideră înglobate în R_E, ca și rezistența medie de trecere perii-colector. Se mai cunoaște caracteristica mecanică universală sau relativă a motorului :

$$\frac{\Omega}{\Omega_N} = f\left(\frac{I}{I_N}\right), \tag{3}$$

dată prin N puncte neechidistante $\left(\frac{\Omega_k}{\Omega_N}, \frac{I_k}{I_N}\right)$ din planul acestei caracteristici. Prin interpolare se poate obține numărul dorit $S > N$ de puncte echidistante ale caracteristicii mecanice universale. Interpolarea se poate efectua fie liniar, fie cu polinoame Lagrange, cu funcții spline f sau în alt mod [1, 2]. În programul elaborat s-a preferat interpolarea cu funcții spline, datorită avantajelor prezentate de acest mod de interpolare în raport cu celelalte interpolări posibile.

Fără a intra în prea multe detalii, se reamintește că prin *interpolare spline cubică* se înțelege determinarea unei funcții spline naturale de cel mult gradul 3 inclusiv $s(x)$, care coincide cu valorile funcției $f(x_k)$ în cele $N + 1$ noduri x_k,

$$s(x_k) = f(x_k), \; k = 0, 1, 2, \ldots, N. \tag{4}$$

Se demonstrează că pentru $N > 1$ există, cînd se dau nodurile $x_0 < x_1 < \ldots < x_N$, o funcție univocă naturală spline care posedă nodurile x_k și îndeplinește ecuația (4) pentru orice funcție arbitrară $f(x_k)$. În ce privește *funcția spline*, aceasta poate fi reprezentată astfel :

$$s(x) = a_0 + a_1 x + \sum_{j=0}^{j=N} c_j (x - x_j)_+^3, \tag{5}$$

în care :

$$(x - x_j)_+^3 = \begin{cases} (x - x_j)^3, & \text{dacă } x \geq x_j ; \\ 0, & \text{dacă } x < x_j . \end{cases} \tag{6}$$

* Prof. dr. ing. *Saal, C.* și studenții *Lager, I., Gheție, M., Lugojanu, M.* și *Hubbes, I.* — Universitatea din Brașov.

Avînd în vedere egalităţile (6), se poate exprima în mod concret funcţia spline valabilă pentru orice $x \in [x_j, x_{j+1}]$, valabilă deci între două noduri succesive oarecare. Aproximarea spline conduce la noduri la trecerea continuă a funcţiilor $s(x)$ şi a primelor lor două derivate.

Cuplul electromagnetic M, la toate tipurile de caracteristici mecanice statice absolute ale motorului-serie de curent continuu, va fi [3]:

$$M = \frac{(U - R_A I) I}{\Omega}. \tag{7}$$

Paranteza din egalitatea (7) reprezintă, în valoare absolută, tensiunea electromotoare indusă prin mişcare într-o cale de curent a înfăşurării rotorice. Cuplul M este funcţie de curentul I, nedepinzînd de rezistenţa totală rotorică sau de tensiunea de alimentare.

Caracteristica mecanică limită este o caracteristică mecanică convenţională, corespunzătoare prin definiţie unei rezistenţe echivalente nule în circuitul motorului [4, 5]:

$$\Omega_l = \frac{U}{k\Phi(I)}. \tag{8}$$

Mai sus U este tensiunea de alimentare, iar k factorul de cuplu:

$$k = \frac{pZ}{2\pi a}, \tag{9}$$

unde: p este numărul de perechi de poli principali ai maşinii; Z — numărul de conductoare active ale înfăşurării rotorice; a — numărul de perechi de căi de curent ale acestei înfăşurări: $\Phi(I)$ reprezintă fluxul magnetic rezultant pe polul principal, în întrefier. Cum însă pe caracteristica mecanică naturală se poate scrie:

$$\Omega = \frac{U - R_A I}{k\Phi(I)}, \tag{10}$$

eliminînd fluxul $\Phi(I)$ între relaţiile (8) şi (10) prin împărţirea lor membru cu membru, se obţine relaţia de calcul a caracteristicii mecanice limită:

$$\Omega_l = \frac{U}{U - R_A I} \cdot \Omega = \frac{\Omega}{1 - \frac{R_A I}{U}}. \tag{11}$$

Pentru $U = U_N$ şi diferiţi curenţi $I = I_k$, se obţin vitezele unghiulare limită $\Omega_l = \Omega_{lI}$ corespunzătoare, situate deasupra caracteristicii mecanice naturale.

În ceea ce priveşte *caracteristicile mecanice reostatice*, dacă $U = U_N$ şi rezistenţa electrică totală a motorului R este oarecare, viteza unghiulară pe una din aceste caracteristici poate fi scrisă astfel:

$$\Omega_r = \Omega_l \left(1 - \frac{RI}{U_N}\right). \tag{12}$$

Caracteristicile *mecanice artificiale de tensiune*, pentru diferite tensiuni de alimentare U şi rezistenţa totală $R_T = \text{const}$, oarecare, se vor calcula cu relaţia:

$$\Omega_u = \Omega_l \cdot \frac{U - R_T I}{U_N}. \tag{13}$$

2. Utilizarea programului elaborat

Programul redactat în limbajul BASIC este redat în figura 1. Datele nominale se introduc la liniile 160—170 (a se vedea şi punctul 1). Presupunînd calculatorul personal fără facilităţile oferite de instrucţiunea PRINTUSING, la liniile 190—200 se definesc funcţiile $G2(X)$ şi $G3(X)$, care permit afişarea rezultatelor cu două şi, corespunzător, trei zecimale. La liniile 210—280 se face calculul mărimilor preliminare: R_N (egalitatea (2)), al vitezei unghiulare nominale:

$$\Omega_N = \frac{\pi n_N}{30} \tag{14}$$

şi rezistenţele înfăşurărilor rotorică R_A, de excitaţie R_E şi totală R_T:

$$R_A = A_1 R_N;\ R_E = A_2 R_N;\ R_T = R_A + R_E. \tag{15}$$

Se mai calculează cuplul electromagnetic nominal:

$$M_N = \frac{(U_N - R_T I_N) I_N}{\Omega_N}, \tag{16}$$

ca şi randamentul nominal:

$$\eta_N = \frac{1\,000 P_N}{U_N I_N}, \tag{17}$$

puterea nominală P_N fiind în kilowaţi, tensiunea nominală U_N în volţi, iar curentul nominal în amperi.

Utilizarea subprogramului 1 500—1 550 duce la afişarea datelor preliminare. La liniile 310—510 se face declararea de masive şi citirea celor N puncte (x, y) ale caracteristicii mecanice relative cunoscute. În cazul de faţă $N = 15$, dat în modul INPUT la linia 320; numărul de puncte în care s-a dorit interpolarea, dat la INPUT la linia 330, a fost $S = 30$.

Subprogramul 2 000—2 080 serveşte la evitarea repetării unor cuvinte şi linii în programul principal; subprogramul 2 500—2 760 con-

```
100 REM CARACTERISTICI MECANICE STATICE ALE MOTORULUI DE CURENT CONTINUU SERIE
          (NATURALE,LIMITA,ARTIFICIALE DE TENSIUNE ŞI REOSTATICE)

150 REM CITIRE DATE NOMINALE
160 READ PN,UN,IN,NN,A1,A2
170 DATA 19.22Ø,1Ø4,95Ø,.35,.Ø4

180 REM DEFINIRE FUNCŢII FORMAT
190 DEF G2(X)=INT(.5+1E2*X)/1E2
200 DEF G3(X)=INT(.5+1E3*X)/1E3

210 REM CALCULUL UNOR DATE PRELIMINARE
220 RN=UN/IN
230 WN=3.14*NN/3Ø
240 EN=1E3*PN/(UN*IN)
250 RA=A1*RN
260 RE=A2*RN
270 RT=RA+RE
280 MN=IN*(UN-RT*IN)/WN

290 REM AFIŞARE DATE PRELIMINARE
300 GOSUB 15ØØ

310 REM DECLARARE DE MASIVE ŞI
    CITIREA C.M. UNIVERSALE
320 INPUT "CÎTE PUNCTE ALE C.M.
    SE CUNOSC=?":N
330 INPUT "ÎN CÎTE PUNCTE SE
    DOREŞTE INTERPOLAREA=?":S
340  DIM M(S)
350 DIM I(S)
360 DIM X(N)
370 DIM Y(N)
380 DIM W(S)
390 DIM WL(S)
400 DIM H(N-1)
410 DIM D1(N-1)
420 DIM D2(N-2)
430 DIM D3(2)
440 DIM A(N)
450 DIM B(N)
460 DIM SI(N)
470 FOR K=1 TO N
480 READ X(K),Y(K)
490 NEXT K
500 DATA .2,2.Ø5, .4 ,1.25,.6,1.2,.7,
    1.13,.8,1.Ø8,.9,1.Ø6,1,1,1.2,.95
510 DATA 1.4,.91,1.6,.86,1.7,.84,1.8,.825,
    2,.8,2.2,.76,2.4,.74
520 GOSUB 2ØØØ
530 INPUT "PARAMETRUL DE COMANDA=?":PC

540 REM C.M. UNIVERSALA INTERPOLATA (PC=1)
550 IF PC  >  1 THEN 57Ø
560 PRINT A$;" UNIVERSALA INTERPOLATA"
570 PRINT E$
575 GOSUB 25ØØ
580 FOR K=1 TO S
590 F=X(1)+(K-1)*(X(N)-X(1))/S
600 GOSUB 28ØØ
610 I(K)=IN*F
620 W(K)=M1*WN
630 M(K)=(UN-RT*I(K))*I(K)/W(K)
640 IF PC  >  1 THEN 66Ø
650 PRINT "I/IN=";G3(F),"OM/OMN=":
    G3(M1)
660 NEXT K
670 IF PC  >  1 THEN 69Ø
680 PRINT E$

690 REM C.M. NATURALE OM(I) ŞI
    OM(M) (PC=2)
700 IF PC <> 2 THEN 77Ø
710 PRINT B$&C$
720 GOSUB 35ØØ
730 FOR K=1 TO S
740 PRINT G2(I(K));TAB(1Ø);G2(W(K));
    TAB(2Ø);G2(M(K))
750 NEXT K
760 PRINT E$

770 REM C.M. LIMITA (PC=3)
780 IF PC <> 3 THEN 81Ø
790 PRINT A$&" LIMITA"
800 GOSUB 35ØØ
810 FOR K=1 TO S
820 WL(K)=W(K)/(1-I(K)*RT/UN)
830 IF PC <> 3 THEN 845
840 PRINT G2(I(K));TAB(12);G2(WL(K))
845 NEXT K
850 IF PC=4 THEN 88Ø
860 IF PC=5 THEN 1Ø4Ø
870 GOTO 12ØØ

880 REM C.M. REOSTATICE ; RT VARIABIL,
    U=UN (PC=4)
890 INPUT "RT MAX=?":R1
900 INPUT "RT MIN=?":R2
910 INPUT "Q=?":Q
920 DR=(R1-R2)/Q
930 FOR R=R2 TO R1 STEP DR
940 PRINT E$
950 PRINT A$&C$&F$;UN;"V,RT=";R;"OHMI"
960 GOSUB 35ØØ
970 FOR K=1 TO S
980 WR=WL(K)*(1-I(K)*R/UN)
990 PRINT G2(I(K));TAB(1Ø);G2(WR);TAB(2Ø);
    G2(M(K))
1000 NEXT K
1010 PRINT E$
1020 NEXT R
1030 GOTO 12ØØ

1040 REM C.M. DE TENSIUNE : U VARIABIL,
     RT=CONST. OARECARE (PC=5)

1050 INPUT "U MAX=?":U1
1060 INPUT "U MIN=?":U2
1070 INPUT "Q=?":Q
1080 DU=(U1-U2)/Q
1090 INPUT "REZISTENŢA TOTALA A CIRCUI-
      TULUI MOTORULUI=?":RU
1100 FOR U=U2 TO U1 STEP DU
1110 PRINT E$
1120PRINT  A$&D$&F$;U;"V,RT=";RU;"OHMI"
1130 GOSUB 35ØØ
1140 FOR K=1 TO S
1150 WU=WL(K)*(U-RU*I(K))/UN
```

Fig. 1. Programul redactat în limbaj BASIC pentru calculul caracteristicilor mecanice statice ale motorului de curent continuu cu excitație în serie.

Continuare figura 1

```
1160 PRINT G2(I(K));TAB(1Ø);G2(WU);
     TAB(2Ø);G2(M(K))
1170 NEXT K
1180 PRINT EŞ
1190 NEXT U
1200 INPUT "ALTCEVA ? PC=?";PC
1210 ON PC GOTO 54Ø,69Ø,77Ø,85Ø,
     1Ø4Ø,12
1220 END

1500 REM SUBPROGRAMUL AFIŞĂRII
     DATELOR PRELIMINARE
1510 PRINT "DATE PRELIMINARE"
1520 PRINT "RT=";G3(RT),"OMN=";G2(WN)
1530 PRINT "RA=";G3(RA),"RE=";G3(RE)
1540 PRINT "ETAN=";G3(EN),"MN=";G2(MN)
1550 RETURN

2000 REM SUBPROGRAMUL CUVINTE ŞI LINII
2010 AŞ="C.M. ESTE"
2020 BŞ="C.M. SÎNT"
2030 CŞ=" NATURALE"
2040 DŞ=" ARTIFICIALĂ"
2050 EŞ="=============================="
2060 FŞ=" CALCULATĂ PENTRU U="
2070 GŞ=" REOSTATICĂ"
2080 RETURN

2500 REM SUBPROGRAMUL CONSTRUIRII
     FUNCŢIILOR SPLINE
2510 FOR Z=1 TO N-1
2520 H(Z)=X(Z+1)-X(Z)
2530 D1(Z)=(Y(Z+1)-Y(Z))/(X(Z+1)-X(Z))
2540 NEXT Z
2550 FOR Z=1 TO N-2
2560 D2(Z)=D1(Z+1)-D1(Z))/(X(Z+2)-X(Z))
2570 NEXT Z
2580 D3(1)=(D2(2)-D2(1))/(X(4)-X(1))
2590 D3(2)=(D2(N-2)-D2(N-3))/(X(N)-X(N-3))
2600 A(1)=-H(1)
2610 FOR Z=2 TO N-1
2620 A(Z)=2*(H(Z-1)+H(Z))-H(Z-1)^2/A(Z-1)
2630 NEXT Z
2640 A(N)=-H(N-1)-H(N-1)^2/A(N-1)
2650 B(1)=H(1)^2*D3(1)
2660 FOR Z=2 TO N-1
2670 B(Z)=(D1(Z)-D1(Z-1))-H(Z-1)*B(Z-1)/
     A(Z-1)
2680 NEXT Z
2690 B(N)=-H(N-1)^2*D3(2)-H(N-1)*
     B(N-1)/A(N-1)
2700 SI(N)=B(N)/A(N)
2710 FOR Z=1 TO N-1
2720 SI(N-Z)=(B(N-Z)-H(N-Z)*SI(N-Z+1))/
     A(N-Z)
2730 NEXT Z
2740 RETURN

2800 REM SUBPROGRAMUL INTERPOLARII ÎN
     PUNCTELE DORITE CU FUNCŢII SPLINE
2810 T1=2
2820 IF F < X(T1) THEN 285Ø
2830 T1=T1+1
2840 GOTO 282Ø
2850 Ø1=F-X(T1-1))/H(T1-1)
2860 Ø2=1-Ø1
2870 M1=Ø1*Y(T1)+Ø2*Y(T1-1)+H(T1-1)^2*
     ((Ø1^3-Ø1)*SI(T1)+(Ø2^3-Ø2)*SI(T1-1))
2880 RETURN

3500 REM SUBPROGRAMUL CAP TABEL
3510 PRINT EŞ
3520 PRINT "I (A)";TAB(8);"ΩM (RAD/S)";
     TAB(20);"M (N.M)"
3530 PRINT EŞ
3540 RETURN
```

NOTAŢII

PN - puterea nominală a motorului, kW ;
UN - tensiunea nominală, V ;
IN - curentul nominal, A ;
NN - turaţia nominală, rot/s ;
RA - rezistenţa înfăşurării rotorice, ohmi ;
RE - rezistenţa înfăşurării de excitaţie, ohmi ;
A1= RA*IN/UN ; ΩMN - viteza u.gh.nom., rad/s ;
A2= RE*IN/UN ; MN - cuplul electrom.nom., N.m.

VALORILE PARAMETRULUI DE COMANDA PC

PC = 1 : se afişează caracteristica mecanică interpolată I/IN = f(ΩM/ΩMN) ;
PC = 2 : se afişează caracteristicile mecanice naturale ΩM(I) şi ΩM(M)
PC =3 : se afişează caracteristica mecanică limită ΩML(I) ;
PC = 4 : se afişează caracteristicile mecanice reostatice, calculate pentru rezistenţa totală a motorului variabilă discret şi UN=U ;
PC = 5 : se afişează caracteristicile mecanice de tensiune, calculate pentru U variabil discret şi RT=const. oarecare ;
PC = 6 : se termină rularea programului.

struieşte funcţiile spline, iar subprogramul 2 800—2 880 efectuează interpolarea în punctele dorite ale caracteristicii mecanice universale. Subprogramul 3 500—3 540 afişează sau tipăreşte capul de tabel.

La linia 530 se dă la INPUT valoarea parametrului de comandă *PC*, cu valori întregi de la 1 la 6, în funcţie de caracteristicile mecanice dorite, după cum urmează :

1 — caracteristica mecanică universală interpolată $\Omega/\Omega_N = f(I/I_N)$, liniile 540—680 ;

2 — caracteristicile mecanice naturale $\Omega = \Omega(I)$, $\Omega = \Omega(M)$, liniile 690—760 ;

3 — caracteristica mecanică limită $\Omega_l = \Omega_l(I)$, liniile 770—845 ;

4 — caracteristici mecanice reostatice pentru $U = U_N$ și rezistența totală R_T variind discret între o limită maximă $R_{T\,MAX} = R_1$ și una minimă $R_{T\,MIN} = R_2$. Caracteristicile mecanice reostatice dorite se obțin apoi cu pasul :

$$DR = \frac{R_1 - R_2}{Q}; \qquad (18)$$

R_1, R_2 și Q, ultima mărime fiind un număr întreg pozitiv, se dau în modul INPUT la liniile 890—910. Calculele se efectuează la liniile 920—1020;

5 — caracteristici mecanice artificiale de tensiune. Acestea se obțin pentru tensiunea de alimentare U variind discret cu pasul DU între o limită inferioară $U_2 = U_{MIN}$ și o limită superioară $U_1 = U_{MAX}$, pentru o rezistență totală R_u oarecare. Pasul DU este :

$$DU = \frac{U_1 - U_2}{Q}; \qquad (19)$$

mărimile U_1, U_2 și Q, ultimul fiind întreg pozitiv, se dau la modul INPUT la liniile 1080—1190.

6 — oprire program.

În funcție de valoarea atribuită lui PC, se poate obține oricare din caracteristicile sus-menționate. După afișarea sau tipărirea lor, utilizatorul este întrebat dacă dorește altă caracteristică sau familie de caracteristici, cerîndu-i-se să precizeze noua valoare a parametrului de comandă PC (linia 1 200).

Indiferent de opțiunea inițială, deci de valoarea dată la început lui PC, dacă se doresc caracteristici mecanice reostatice ($PC = 4$), sau artificiale de tensiune ($PC = 5$), se parcurg părțile de program corespunzătoare caracteristicii mecanice universale interpolate și caracteristicii mecanice limită, aceste părți fiind necesare în calculul caracteristicilor reostatice și de tensiune.

3. Rezultate obținute

Cu $N = 15$ puncte ale caracteristicii mecanice universale (luate din lucrarea [6], p. 115 fig. 2.43) date la liniile 470—520 și cu datele nominale de la liniile 160—170, pentru $PC = 1$ și $PC = 4$ s-au obținut rezultatele numerice redate parțial în figura 2.

4. Concluzii

Programul de calcul, redactat în limbaj BASIC și destinat utilizării sale pe calculatoare de tip personal, permite obținerea caracteristicilor mecanice statice ale motorului cu excitație în serie de curent continuu. Acestea pot fi : universală sau relativă interpolată, limită, naturale, ca și a familiilor de caracteristici mecanice artificiale reostatice și de tensiune. Selectarea lor se face cu un parametru de comandă. Interpolarea caracteristicii mecanice universale se efectuează cu funcții spline, fiind mai precisă decît interpolarea cu polinoame Lagrange și necesitînd un consum de timp de calcul mai scurt.

Dată fiind răspîndirea pe scară din ce în ce mai largă a calculatoarelor de tip personal ca și a altor tipuri de microcalculatoare, folosirea programului descris evită un consum de timp lung de calcul grafo-analitic, atingîndu-se și o precizie mai bună.

```
RUN
DATE PRELIMINARE
RT=.159          OMN=99.43
RA=.074          RE=.085
ETAN=.83         MN=212.85

CITE PUNCTE ALE C.M. SE CUNOSC =?
15
IN CITE PUNCTE SE DORESTE INTER
POLAREA=?30
PARAMETRUL DE COMANDA=?1
C.M. ESTE UNIVERSALA INTERPOLATA
═══════════════════════════════
I/IN=.2          OM/OMN=2.05
I/IN=.273        OM/OMN=1.599
    .                .
    .                .
I/IN=2.327       OM/OMN=.742
═══════════════════════════════
ALTCEVA ? PC=?4
RT MAX=?1
RT MIN=?.4
Q=?2
═══════════════════════════════
C.M. ESTE REOSTATICA CALCULATA
PENTRU U=220 V,RT=.4 OHMI
═══════════════════════════════
I (A)   OM (RAD/S)   M (N.M)
═══════════════════════════════
20.8       199.12      22.11
28.43      153.97      38.52
  .          .           .
  .          .           .
241.97      50.08     595.31
═══════════════════════════════
C.M. ESTE REOSTATICA CALCULATA
PENTRU U=220 V,RT=.7 OHMI
═══════════════════════════════
I (A)   OM (RAD/S)   M (N.M)
═══════════════════════════════
20.8       193.25      22.11
28.43      147.68      38.52
  .          .           .
  .          .           .
241.97      20.57     593.31
═══════════════════════════════
                :
                :
ALTCEVA ? PC=?6
```

Fig. 2. Rezultate numerice obținute.

Cu modificări minime, programul poate conduce și la trasarea caracteristicilor mecanice dorite, dacă microcalculatorul dispune de instrucțiuni de tip PLOT sau DRAW.

Bibliografie

[1] *Oelschlägel, D.* și *Matthäus, W. G.* Numerische Methoden. BSB B.G. Teubner Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1981.
[2] *Vraciu, G.* și *Popa, A.* Metode numerice cu aplicații în tehnica de calcul. Scrisul Românesc, Craiova, 1982.
[3] *Seracin, E.* și *Popovici, D.* Tehnica acționărilor electrice Ed. Tehnică, București, 1985.
[4] *Fransua, Al.* și *Măgureanu, R.* Electrical Machines and Drive Systems. Technical Press, Oxford, 1984.
[5] *Saal, C., Țopa, I., Fransua, Al.* și *Micu, E.* Acționări electrice și automatizări. E.D.P., București, 1980.
[6] *Veșenevki, S. N.* Caracteristicile motoarelor utilizate în acționări electrice. Ed. Tehnică, București, 1969.
[7] * * * Texas Instruments TI—99/4A Home-Computer System. Bedienungsanleitung. T.I. Inc. 1982.
[8] *Patrubany, N.* ș.a. Familia de calculatoare personale românești PRAE și limbajul său BASIC. In A.M.C., vol. **51**, București, p. 186—220.

CZ 628.93.001.2

ILUMINAT INTERIOR
CALCULE FOTOMETRICE
CALCULATOR PERSONAL

Utilizarea microcalculatoarelor personale la proiectarea instalaţiilor de iluminat

PAUL DINCULESCU * — BUCUREŞTI

Proiectarea unei instalaţii de iluminat, mai ales în condiţiile luării în consideraţie a mai multor variante de echipare cu corpuri de iluminat şi/sau de amplasare a acestora, necesită un volum mare de calcule fotometrice care, efectuate „manual", implică o durată mare de execuţie a proiectelor, chiar dacă operaţiile elementare sînt efectuate cu ajutorul unui calculator (neprogramabil). Pentru proiectare sînt necesare, de asemenea, materiale auxiliare sub formă de diagrame sau tabele precalculate, a căror folosire necesită numeroase operaţii de interpolare.

Reducerea substanţială a timpului de calcul, eliminarea unor materiale auxiliare cu valori precalculate şi eliberarea proiectantului de sarcina unor operaţii de rutină devin posibile prin utilizarea calculatoarelor programabile capabile, concomitent, să stocheze o cantitate apreciabilă de date corespunzătoare variantelor utilizate.

1. Proiectare automată sau proiectare asistată de calculator?

Este posibilă o proiectare complet automată a instalaţiei de iluminat în cadrul căreia calculatorul primeşte iniţial toate datele, condiţiile şi restricţiile necesare, efectuează toate calculele (fără intervenţia proiectantului) şi furnizează rapid soluţiile optime conform condiţiilor impuse, mergînd pînă la întocmirea documentaţiei desenate.

Proiectarea automată prezintă însă şi unele dezavantaje cum sînt :

— volum apreciabil al programului de calcul, în special în zona introducerii de date, ocupînd o arie însemnată din memorie (mai ales în privinţa restricţiilor) ;

— imposibilitatea unui dialog direct între proiectant şi calculator, îndeosebi în momentele „cheie" ale calculului (momentele de decizie), ceea ce duce la complicarea inutilă a programului.

Proiectarea asistată de calculator şi utilizarea unui limbaj conversaţional elimină dezavantajele menţionate anterior şi permite proiectantului să-şi pună mai direct „amprenta" asupra soluţiilor adoptate.

Proiectarea asistată de calculator este posibilă cu ajutorul oricărui calculator personal (inclusiv cel de buzunar) care posedă o memorie de cel puţin 6 ko RAM (calculatoarele cu memorii mai mici pot fi folosite pentru programe mai scurte, cum ar fi subrutinele alcătuite pentru calculele cele mai laborioase).

Proiectarea asistată de calculator implică o cantitate minimă de informaţii referitoare la instalaţia de iluminat şi elimină necesitatea unor materiale documentare precalculate (tabele). În acest scop, este necesar însă să se dispună de expresii analitice pentru calculul tuturor mărimilor care intervin şi de programe de calcul adecvate.

2. Probleme tipice care pot fi rezolvate cu ajutorul calculatoarelor personale

Cu ajutorul calculatoarelor (microcalculatoarelor) personale se poate rezolva practic orice problemă de proiectare şi de verificare a unei instalaţii de iluminat.

Cu titlu informativ, se menţionează următoarele :

a. Alcătuirea de tabele cu valori precalculate, necesare proiectării „manuale", de exemplu :

— factori de utilizare sau coeficienţi de calcul al factorilor de utilizare [1], folosiţi la calculul iluminării medii totale ;

— coeficienţi de calcul al iluminărilor sau fluxurilor specifice instalate, în cadrul metodei Comisiei Internaţionale de Iluminat (CIE) [2, 3] ;

— multiplicatori geometrici, utilizaţi la calculul fluxurilor luminoase directe [2] ;

— factori de legătură între suprafeţe şi factorii de poziţie, pentru calculul schimbului de flux luminos între suprafeţe iluminate [4, 5].

b. Proiectarea instalaţiei de iluminat prin metoda factorului de utilizare sau metoda CIE (determinarea numărului şi amplasării corpurilor de iluminat în vederea obţinerii valorilor impuse ale iluminării medii pe anumite suprafeţe).

c. Verificarea unei instalaţii de iluminat existente (proiectate) :

— determinarea iluminărilor medii (directe şi totale) şi a luminanţelor suprafeţelor ;

* Conf. dr. ing. *Dinculescu P.*, Facultatea de Electrotehnică, Institutul Politehnic — Bucureşti.

— calculul iluminării directe [6] sau al iluminării reflectate [5] în anumite puncte ale suprafeţelor iluminate;

— determinarea indicatorilor calitativi ai instalaţiei (uniformitatea iluminării, gradul de inconfort, indicele de orbire).

d. Determinarea caracteristicilor fotometrice ale corpurilor de iluminat (curba zonală de distribuţie spaţială a fluxului luminos, coeficienţii de distribuţie zonali, încadrarea în categorii şi clase), pornind de la curbele fotometrice [7].

e. Calcule tehnico-economice şi optimizarea tehnico-economică a instalaţiilor de iluminat [8].

Prin cuplarea unei imprimante adecvate, devin posibile tabelarea rezultatelor, trasarea de curbe sau întocmirea schiţei instalaţiei proiectate.

3. Datele necesare pentru proiectarea asistată de calculator

Proiectarea asistată de calculator necesită un număr minim de date necesare pentru efectuarea calculelor fotometrice uzuale în instalaţiile de iluminat interior şi anume:

— curbele fotometrice şi dimensiunile corpurilor de iluminat;

— caracteristicile electrice şi fotometrice ale lămpilor utilizate;

— dimensiunile geometrice ale încăperii (lăţimea a, lungimea b, înălţimea H, poziţia planului util faţă de podea h_0, distanţa de suspendare a corpurilor de iluminat h') şi factorii de reflexie ai suprafeţelor (fig. 1);

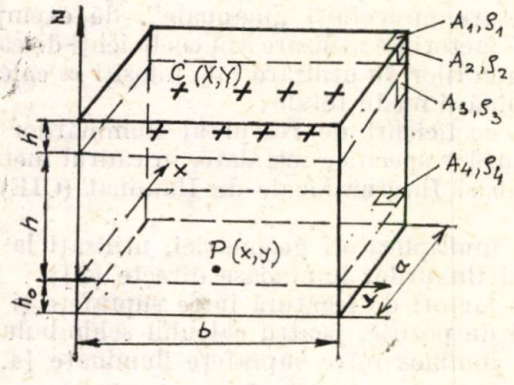


Fig. 1

— valorile iluminărilor şi luminanţelor impuse;

— gradul de uniformitate (neuniformitate) a iluminării;

— date privind amplasarea de referinţă a corpurilor de iluminat [2, 3] (numărul de corpuri de iluminat sau multiplicatorii geometrici medii în funcţie de indicele instalaţiei).

4. Principii de întocmire a programului de calcul

a. În vederea unei flexibilităţi mai mari, se recomandă întocmirea programului pe subrutine care să poată fi folosite independent, incluse în alte subrutine sau rechemate oricînd la nevoie (în cazul calculelor repetitive). În felul acesta, programul principal este un program de asamblare a mai multor subrutine în conformitate cu cerinţele problemei de rezolvat.

b. Trebuie să se prevadă posibilitatea ca datele de intrare pentru fiecare subrutină să fie introduse de la claviatură (în special în cazul folosirii independente a subrutinei), citite prin instrucţiuni DATA + READ sau calculate în subrutine executate anterior.

c. Încăperii i se ataşează sistemul de coordonate triortogonal $Oxyz$, în care latura a este situată convenţional pe axa Ox, latura $b > a$ este situată pe axa Oy, iar înălţimea de calcul h pe axa Oz, planul xOy coincizînd cu planul util (fig. 1). Poziţia centrului optic al fiecărui corp de iluminat C se indică prin coordonatele (X, Y, h), iar poziţia unui punct P de pe o suprafaţă — prin coordonatele (x, y), (x, z) sau (y, z). Relaţiile de calcul corespunzătoare mărimilor fotometrice utilizate vor fi exprimate în funcţie de aceste coordonate.

c. Cu precădere în problemele de proiectare a instalaţiei de iluminat şi, mai ales, la alcătuirea de tabele cu valori precalculate, se preferă exprimarea geometriei instalaţiei în mărimi adimensionale, prin raportarea dimensiunilor reale la înălţimea de calcul h şi prin folosirea indicelui instalaţiei K şi a raportului laturilor planului util $\mu = b/a$ [9].

e. În cazul unei amplasări regulate a corpurilor de iluminat în nodurile unei reţele rectangulare (imaginare) nu este necesară indicarea coordonatelor tuturor centrelor optice, fiind suficientă menţionarea „paşilor" reţelei.

f. Viteza de execuţie a microcalculatoarelor personale fiind relativ mică, preocuparea pentru reducerea timpului de calcul trebuie avută în vedere la întocmirea programelor. În acest scop, în afară de „optimizarea" propriu-zisă a programului, prin eliminarea instrucţiunilor inutile şi prin alegerea celei mai adecvate metode de calcul, se va beneficia ori de cîte ori este posibil de avantajele simetriei iar, la unele calculatoare, pentru zonele de program cu volum mare de calcul (cicluri) se vor utiliza subrutine scrise în limbaj de asamblare.

5. Exemple de subrutine utilizabile pentru microcalculatoarele personale

a. Obţinerea intensităţii luminoase într-o direcţie dată

Se consideră cunoscute curba fotometrică, prin puncte, sub formă de tabel şi valoarea unghiului α corespunzător direcţiei date.

În funcţie de unghiurile pentru care sînt indicate valorile intensităţii luminoase, pot exista situaţiile din tabelele 1 şi 2. Punctul curent din tabel este precizat prin k.

Notă

Schemele logice şint alcătui'e pentru variantele de limbaj în care variabilele de tip tablou (I, Φ) pot avea indici începînd cu valoarea zero!

Tabelul 1

a) Curbele fotometrice cu intensităţile luminoase la limitele intervalelor $\Delta\alpha = 10°$

k	0	1	2	3	... k	... 18
α_k	0°	10°	20°	30°	... 10 k	... 180°
I_k	I_0	I_1	I_2	I_3	... I_k	... I_{18}

b) Curbele fotometrice cu intensităţile luminoase la limitele intervalelor $\Delta\alpha = 5°$

k	0	1	2	3	4	... k	... 36
α_k	0°	5°	10°	15°	20°	... 5k	... 175°
I_k	I_0	I_1	I_2	I_3	I_4	... I_k ...	I_{36}

Tabelul 2

Curbele fotometrice cu intensităţile luminoase la mijlocul intervalelor $\Delta\alpha = 10°$

k	0	1	2	3	4	... k	...18
α_k	0°	5°	15°	25°	35°	... 5(2k−1)*	...175°
I_k	I_0	I_1	I_2	I_3	I_4	... I_k	... I_{18}

* $k \geq 1$

Intensitatea luminoasă I_α, corespunzătoare unghiului α se obţine prin interpolare liniară între două valori vecine din tabelul respectiv. Schemele logice pentru subrutinele de interpolare „INT" sînt redate în figurile 2 (pentru $\Delta\alpha = 10°$ sau $\Delta\alpha = 5°$) şi 3. Relaţiile de calcul sînt prezentate în cadrul schemelor.

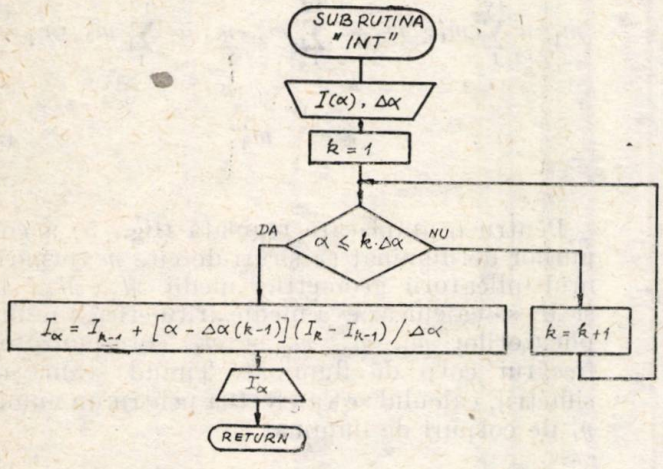


Fig. 2

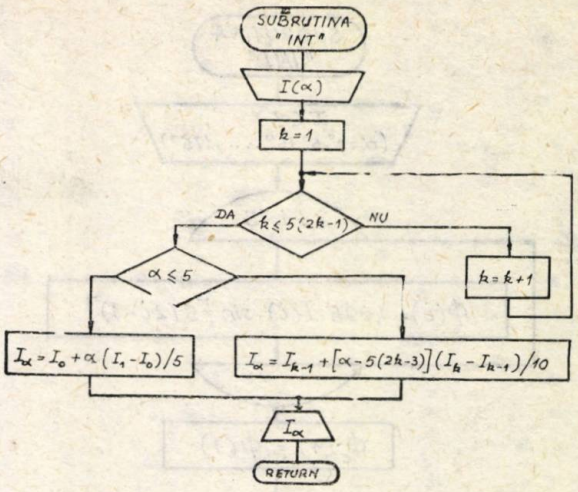


Fig. 3

b. *Calculul indicatorilor de distribuţie a fluxului luminos pentru un corp de iluminat*

Determinarea indicatorilor de distribuţie [2, 7] necesită cunoaşterea curbei fotometrice medii $I(\alpha)$ a corpului de iluminat.

Fluxurile zonale caracteristice Φ_{z1}, Φ_{z2} Φ_{z3}, Φ_{z4}, Φ_{z5} se determină, după caz, direct sau prin interpolare, calculînd mai întîi fluxurile luminoase $\Phi(i)$ emise în cele 18 zone spaţiale obţinute pentru intervale de 10° unghiuri plane, apoi fluxurile cumulate $\Phi_c(i)$ din cele 18 zone conice cu unghiul la vîrf multiplu de 10°.

În figura 4 este prezentată schema logică de calcul pentru subrutina „IND" de calcul al indicatorilor de distribuţie N_1, N_2, N_3, N_4 şi N_5 împreună cu relaţiile de calcul corespunzătoare, în cadrul căreia fluxurile zonale caracteristice Φ_{z1} şi Φ_{z3} sînt obţinute prin interpolare liniară. Aproximarea curbei $\Phi_c(\alpha)$ în jurul unghiului caracteristic printr-un arc de parabolă conduce la relaţiile de calcul demonstrate în [7].

c. *Calculul multiplicatorilor geometrici*

Proiecţia centrului optic C al unui corp de iluminat determină pe suprafaţa de calcul (planul util), cu dimensiunile a şi b, patru dreptunghiuri de laturi X, Y; $a-X$, Y; $a-X$ $b-Y$; X, $b-Y$ (fig. 5).

Multiplicatorii geometrici m'_1, m'_2, m'_3, m'_4, necesari calculului fluxului luminos trimis de corpul de iluminat pe fiecare dreptunghi, rezultă din relaţia matriceală [7]:

$$[m'_1\ m'_2\ m'_3\ m'_4] = \frac{1}{6\pi}[G_1 G_2 G_3 G_4] \cdot \begin{bmatrix} -16 & 36 & -48 & 25 \\ 225 & -456 & 416 & -140 \\ -472 & 1152 & -864 & 240 \\ 512 & -768 & 512 & -128 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

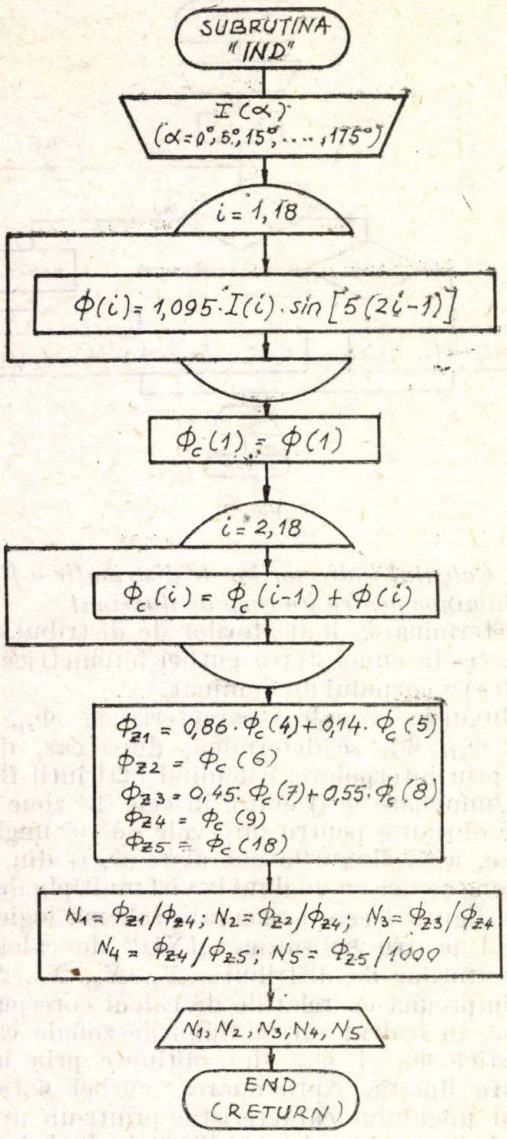


Fig. 4

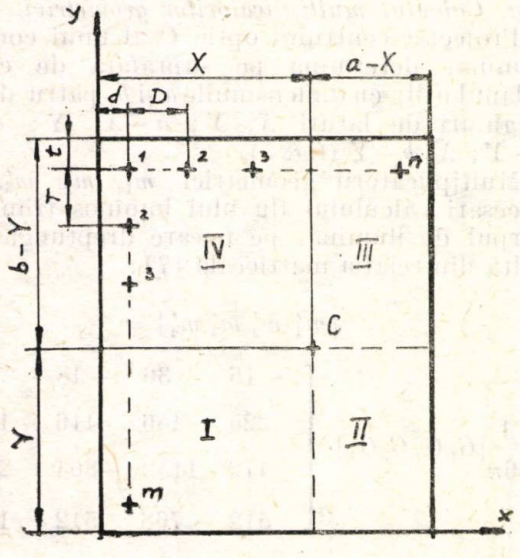


Fig. 5

în care :

$$G_1 = \operatorname{arc\,tg} \frac{X_* Y_*}{\sqrt{1 + X_*^2 + Y_*^2}},$$

$$G_2 = \frac{1}{2}\left(\frac{X_*}{\sqrt{1+X_*^2}} \operatorname{arc\,tg} \frac{Y_*}{\sqrt{1+Y_*^2}} + \right.$$

$$\left. + \frac{Y_*}{\sqrt{1+Y_*^2}} \operatorname{arc\,tg} \frac{X_*}{\sqrt{1+X_*^2}}\right),$$

$$G_3 = \frac{1}{3}\left(G_1 + \frac{2 + X_*^2 + Y_*^2}{(1 + X_*^2)(1 + Y_*^2)} \cdot \right.$$

$$\left. \cdot \frac{X_* Y_*}{\sqrt{1 + X_*^2 + Y_*^2}}\right), \qquad (2)$$

$$G_4 = \frac{1}{4}\left(2G_2 + \frac{X_*}{2(1 + X_*^2)^{3/2}} \operatorname{arc\,tg} \frac{Y_*}{\sqrt{1+X_*^2}} + \right.$$

$$+ \frac{Y_*}{2(1 + Y_*^2)^{3/2}} \operatorname{arc\,tg} \frac{X_*}{\sqrt{1+Y_*^2}} +$$

$$\left. + \frac{2 + X_*^2 + Y_*^2}{2(1 + X_*^2)(1 + Y_*^2)} \cdot \frac{X_* Y_*}{1 + X_*^2 + Y_*^2}\right),$$

unde :

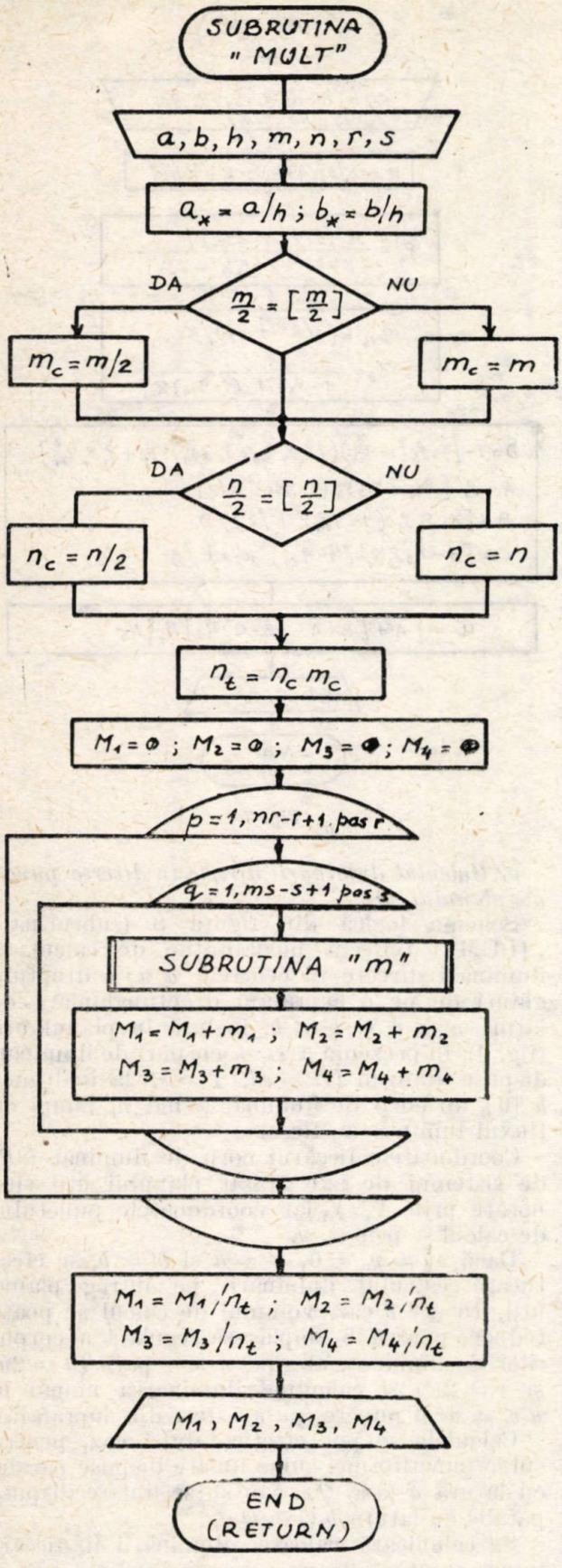
$$X_* = \frac{X}{h}, \quad Y_* = \frac{Y}{h}.$$

Calculele se repetă pentru fiecare dreptunghi înlocuind, după caz, X cu $a-X$ și Y cu $b-Y$, multiplicatorii geometrici pentru calculul fluxului luminos trimis de corpul de iluminat pe întreaga suprafață fiind :

$$m_1 = \sum_{\mathrm{I}}^{\mathrm{IV}} m_1', \quad m_2 = \sum_{\mathrm{I}}^{\mathrm{IV}} m_2', \quad m_3 = \sum_{\mathrm{I}}^{\mathrm{IV}} m_3', \quad m_4 = \sum_{\mathrm{I}}^{\mathrm{IV}} m_4'. \qquad (3)$$

Pentru o amplasare regulată (fig. 5) a corpurilor de iluminat (n șiruri de cîte m corpuri), multiplicatorii geometrici medii M_1, M_2, M_3 și M_4 se calculează ca medie aritmetică a multiplicatorilor m_1, m_2, m_3 și m_4, corespunzători fiecărui corp de iluminat. Ținînd seama de simetrii, calculul se va efectua pentru un număr n_t de corpuri de iluminat :

$$n_t = m_c n_c,$$


SUBRUTINA " MULT"
a, b, h, m, n, r, s
$a_* = a/h$; $b_* = b/h$
DA
$\frac{m}{2} = [\frac{m}{2}]$
NU
$m_c = m/2$
$m_c = m$
DA
$\frac{n}{2} = [\frac{n}{2}]$
NU
$n_c = n/2$
$n_c = n$
$n_t = n_c m_c$
$M_1 = \Phi$; $M_2 = \Phi$; $M_3 = \Phi$; $M_4 = \Phi$
p = 1, nr-r+1 pas r
q = 1, ms-s+1 pas s
SUBRUTINA "m"
$M_1 = M_1 + m_1$; $M_2 = M_2 + m_2$
$M_3 = M_3 + m_3$; $M_4 = M_4 + m_4$
$M_1 = M_1/n_t$; $M_2 = M_2/n_t$
$M_3 = M_3/n_t$; $M_4 = M_4/n_t$
M_1, M_2, M_3, M_4
END (RETURN)

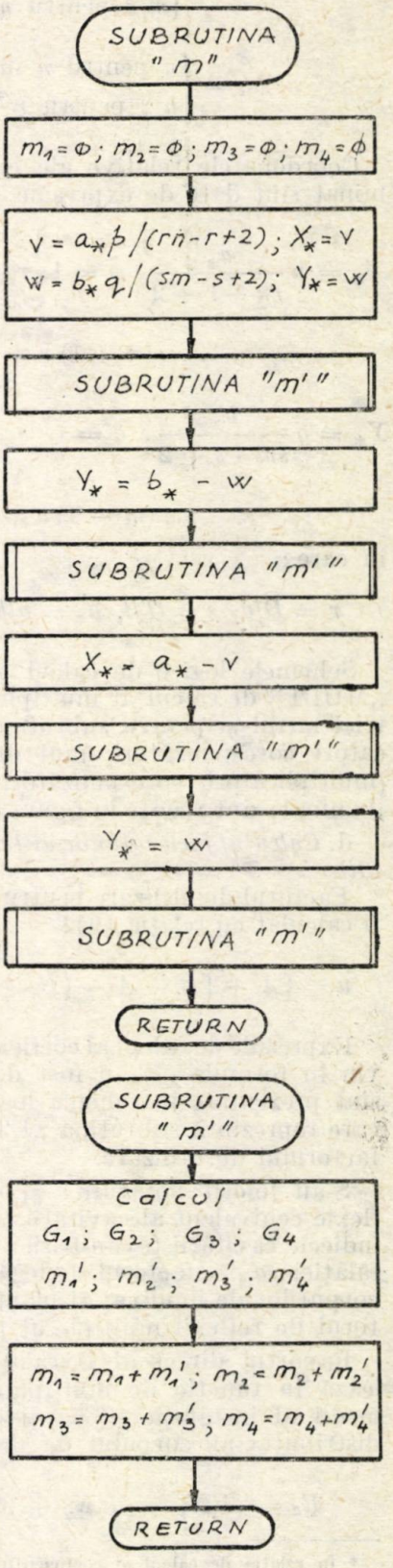

SUBRUTINA " m"
$m_1 = \Phi$; $m_2 = \Phi$; $m_3 = \Phi$; $m_4 = \Phi$
$v = a_* p/(rn - r + 2)$; $X_* = v$
$w = b_* q/(sm - s + 2)$; $Y_* = w$
SUBRUTINA "m'"
$Y_* = b_* - w$
SUBRUTINA "m'"
$X_* = a_* - v$
SUBRUTINA "m'"
$Y_* = w$
SUBRUTINA "m'"
RETURN
SUBRUTINA " m'"
Calcul
G_1 ; G_2 ; G_3 ; G_4
m_1' ; m_2' ; m_3' ; m_4'
$m_1 = m_1 + m_1'$; $m_2 = m_2 + m_2'$
$m_3 = m_3 + m_3'$; $m_4 = m_4 + m_4'$
RETURN

Fig. 6

unde :

$$m_c = \begin{cases} m \text{ pentru } m \text{ impar} \\ m/2 \text{ pentru } m \text{ par,} \end{cases}$$

$$n_c = \begin{cases} n \text{ pentru } n \text{ impar} \\ n/2 \text{ pentru } n \text{ par.} \end{cases} \quad (4)$$

Coordonatele relative ale corpurilor de iluminat sînt date de expresiile [9] :

$$X_* = p\frac{a_*}{rn - r + 2},\ p = 1,\ r+1,\ 2r+1,\ \ldots$$

$$\ldots,\ (n-1)\,r + 1,$$

$$Y_* = q\frac{b_*}{sm - s + 2},\ q = 1,\ s+1,\ 2s+1,\ \ldots \quad (5)$$

$$\ldots,\ (m-1)\,s + 1,$$

în care :

$$r = D/d,\ s = T/t,\ a_* = a/h,\ b_* = b/h. \quad (6)$$

Schemele logice de calcul pentru subrutina „MULT" de calcul al multiplicatorilor geometrici medii și pentru subrutinele m' (multiplicatori corespunzători unui dreptunghi) și m (multiplicatori corespunzători unui corp de iluminat) sînt redate în figura 6.

d. *Calculul factorului de utilizare pentru planul util*

Factorul de utilizare pentru planul util poate fi calculat cu relația [9] :

$$u = \{A + [B - A - (B - C)R_d]\,N_4\}N_5. \quad (7)$$

Expresiile de calcul al coeficienților care intervin în formula (7) au fost deduse în [1] * și sînt prezentate în schema logică din figura 7, care reprezintă subrutina „UTIL" de calcul al factorului de utilizare.

S-au folosit notațiile : ρ_1' — factorul de reflexie echivalent al cavității tavan-frizã ; K' — indicele cavității tavan-frizã ; K — indicele instalației ; q_{14} — factorul de legătură între planul corpurilor de iluminat și planul util ; χ_3 — factorul de reflexii multiple al pereților.

Raportul direct al instalației R_d se calculează în funcție de multiplicatorii geometrici medii ai instalației (§ 5c) și de indicatorii de distribuție ai corpului de iluminat (§ 5b) :

$$R_d = M_1N_1 + M_2N_2 + M_3N_3 + M_4. \quad (8)$$

* În relația de calcul al coeficientului A (A.1), factorul $(1 - q_{14})$ trebuie să figureze la puterea a doua (greșeală de tipar !).

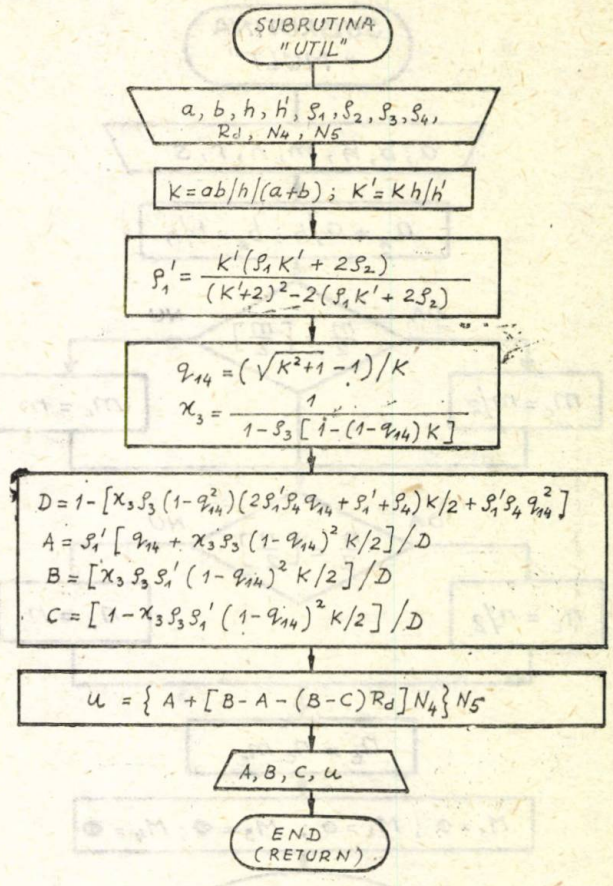


Fig. 7

e. *Calculul iluminării directe în diverse puncte ale planului util*

Schema logică din figura 8 (subrutina „ILUM") reflectă modalitățile de calcul al iluminări directe în centrele $a \cdot u \cdot v$ dreptunghiuri de pe o suprafață dreptunghiulară de laturi $a' \leqslant a$ și $b' \leqslant b$, inclusă în planul util (fig. 9), în prezența a $m \cdot n$ corpuri de iluminat, dispuse uniform ($D = rd$, $T = st$) la înălțimea h [6], un corp de iluminat avînd n_l lămpi cu fluxul luminos Φ_l fiecare.

Coordonatele fiecărui corp de iluminat față de sistemul de axe atașat planului util sînt notate prin X, Y, iar coordonatele punctului de calcul — prin x, y.

Dacă $x_0 = y_0 = 0$, $a' = a$ și $b' = b$, se efectuează calculul iluminării pe întreg planul util. În acest caz, volumul de calcul se poate reduce, pentru o amplasare regulată a corpurilor de iluminat, alegînd u și v pare ($u = 2u'$ și $v = 2v'$) și calculînd iluminarea numai în $u'v' = uv/4$ puncte (pe un sfert din suprafață).

Calculele se pot efectua, după caz, pentru surse punctiforme, surse liniare dispuse paralel cu latura a (axa Ox) sau surse liniare dispuse paralel cu latura b (axa Oy).

Se calculează valoarea iluminării în fiecare punct produsă de un corp de iluminat (E) și de toate corpurile de iluminat (E_T).

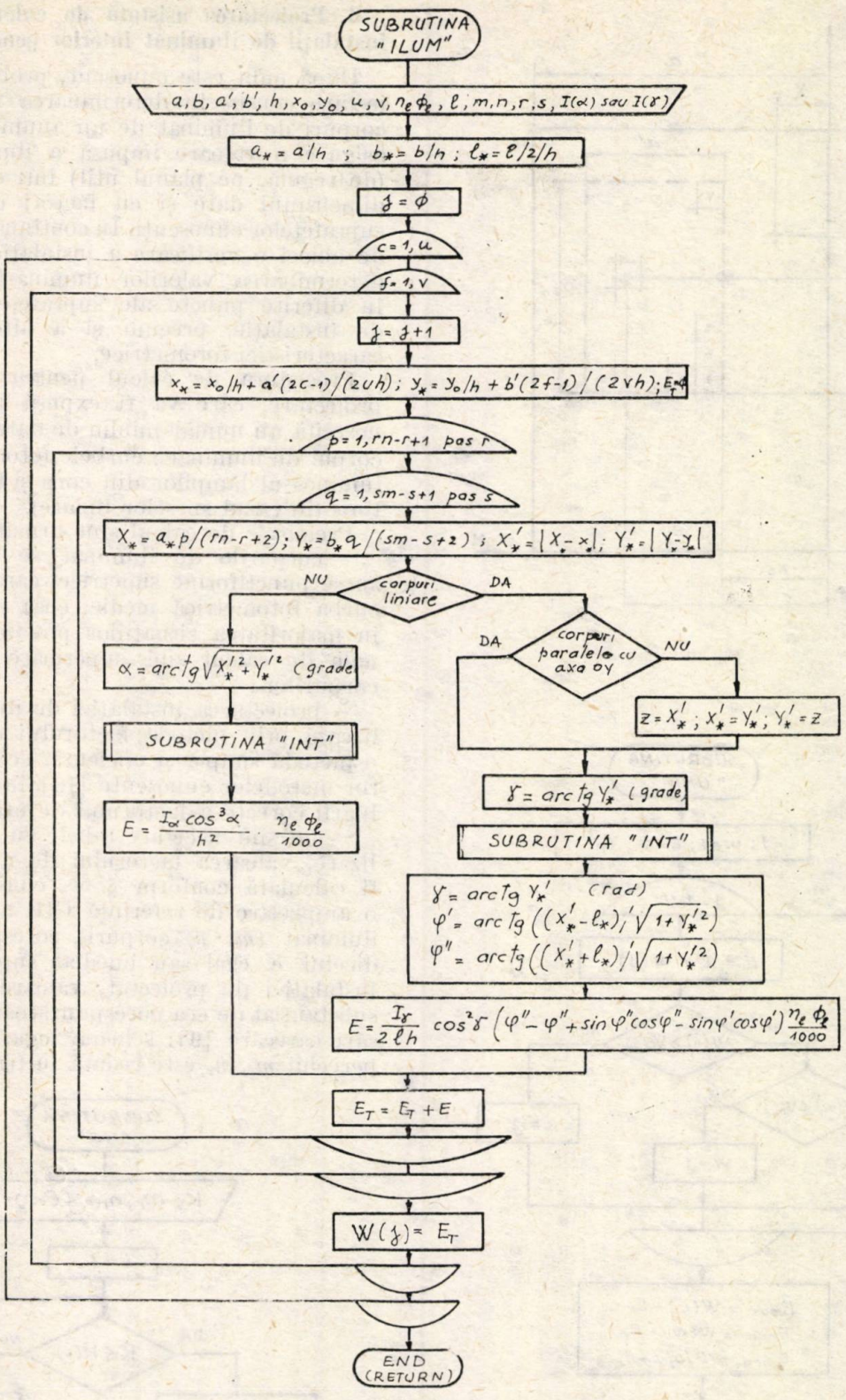


Fig. 8

Valorile iluminării în punctele de calcul sînt stocate în vectorul $W(j)$ cu uv sau $u'v'$ elemente.

f. Verificarea condițiilor de uniformitate a iluminării

Verificarea condițiilor de uniformitate a iluminării se realizează folosind subrutina „UNIF" cu schema logică din figura 10. Pentru luminarea totală, se adaugă la iluminările directe minimă, maximă și medie valoarea componentei reflectate a iluminării (care se poate considera uniform distribuită [5]).

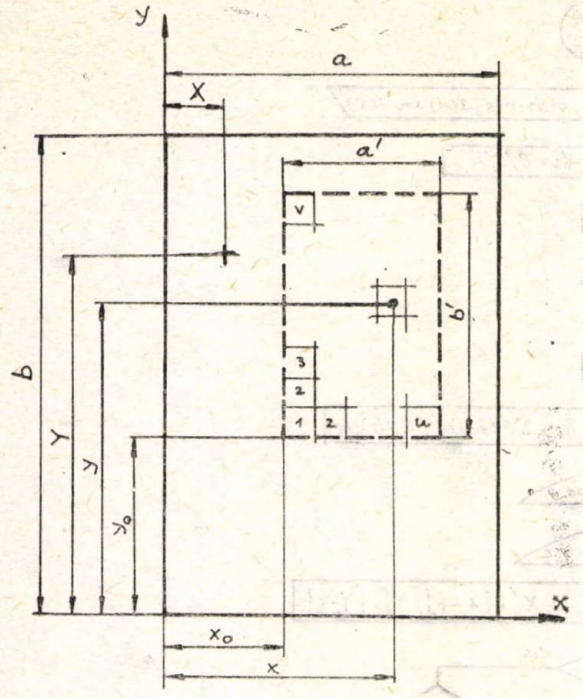


Fig. 9

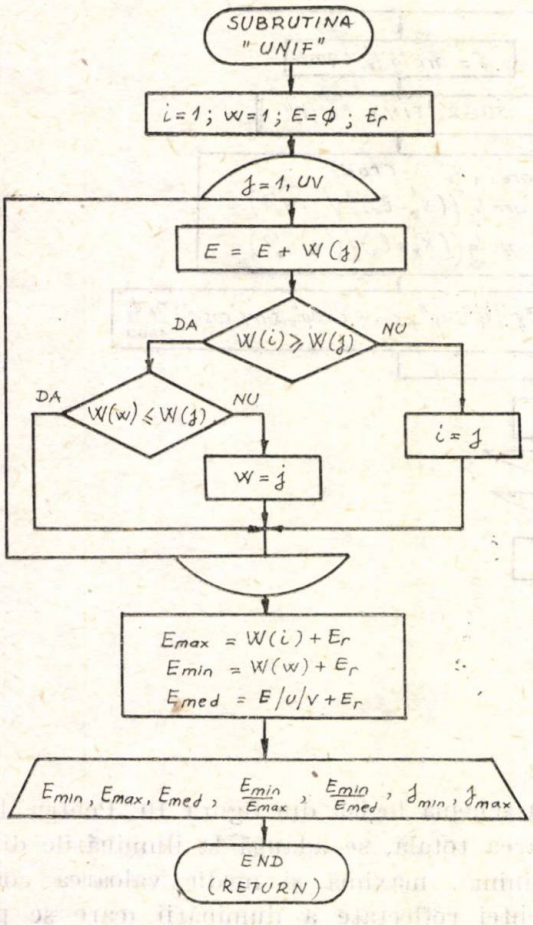


Fig. 10

6. Proiectarea asistată de calculator a unei instalații de iluminat interior general

După cum este cunoscut, problema de proiectare constă în determinarea numărului de corpuri de iluminat de un anumit tip care să asigure o valoare impusă a iluminării medii (de regulă, pe planul util) într-o încăpere cu dimensiuni date și cu factori de reflexie ai suprafețelor cunoscuți. În continuare, se execută de obicei o verificare a instalației constînd în determinarea valorilor iluminărilor (medii și în diferite puncte ale suprafețelor), realizate de instalație, precum și a altor mărimi și caracteristici fotometrice.

Procedura de calcul pentru problema de proiectare, care va fi expusă în continuare, necesită un număr minim de date referitoare la corpul de iluminat : curbele fotometrice, fluxul luminos al lămpilor din corp și lungimea acestora (în cazul surselor liniare).

Premisele de calcul sînt următoarele :

— corpurile de iluminat se asimilează cu surse punctiforme simetrice, caracterizate prin curba fotometrică medie, ceea ce este posibil în majoritatea situațiilor practice cînd înălțimile de calcul sînt superioare dimensiunilor corpurilor ;

— proiectarea instalației de iluminat se realizează prin metoda factorului de utilizare — o metodă simplă și eficientă, echivalentă tuturor metodelor cunoscute [10], în condițiile evaluării corecte a factorului de utilizare ;

— nu sînt necesare tabele cu factori de utilizare, valoarea factorului de utilizare putînd fi calculată conform § 5e, considerînd inițial o amplasare de referință CIE a corpurilor de iluminat ($m_r \cdot n_r$ corpuri), corespunzătoare indicelui K egal sau imediat superior indicelui instalației de proiectat, valoare ce nu diferă substanțial de cea corespunzătoare unei amplasări oarecare [9]; schema logică de alegere a perechii m_r, n_r este redată în figura 11 ;

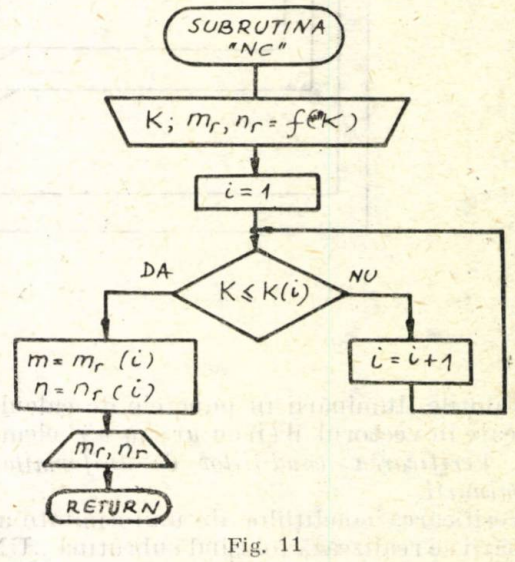


Fig. 11

— cu valoarea calculată a factorului de utilizare, se determină numărul necesar de corpuri de iluminat (ţinînd seama de factorul de depreciere Δ) şi se realizează amplasarea acestora (suplimentînd eventual, numărul rezultat);

— se recalculează factorul de utilizare pentru situaţia reală şi se compară iluminarea medie rezultată $\bar{E}$ cu iluminarea medie impusă (normată) $\bar{E}_n$; în caz de neconcordanţă, se modifică în mod corespunzător numărul de corpuri de iluminat.

Pentru efectuarea calculelor menţionate, se folosesc subrutinele prezentate în paragrafele precedente.

Schema logică a programului de calcul este redată în figura 12.

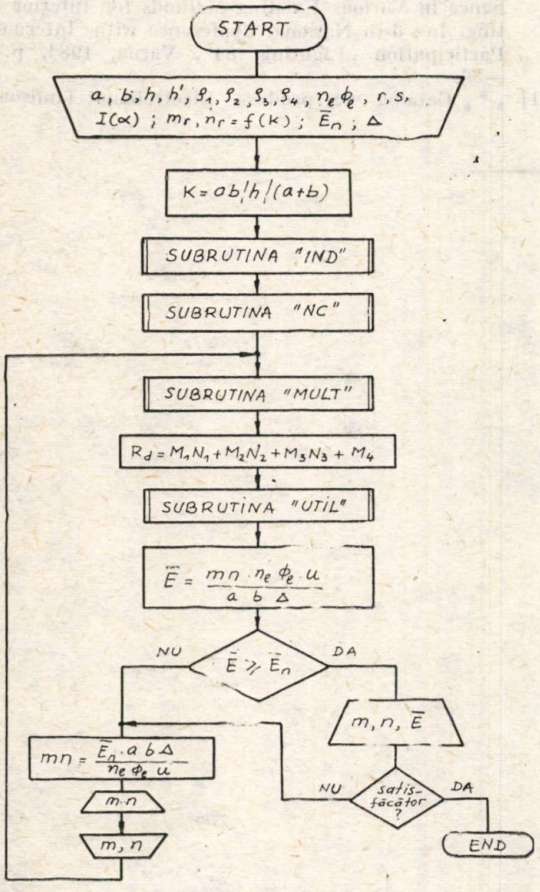


Fig. 12

În partea finală a programului se pot introduce subrutinele „ILUM" şi „UNIF" necesare în problema de verificare.

Componenta reflectată a iluminării se calculează cu relaţia:

$$E_r = \frac{mn\, n_l \Phi_l (u - N_4 N_5 R_d)}{a\, b\, \Delta}. \qquad (9)$$

7. Exemplu de calcul

Se consideră o încăpere pentru care se cunosc: $a = 6$ m, $b = 13$ m, $h = 3{,}7$ m, $h' = 1$ m, $\rho_1 = 0{,}5$, $\rho_2 = \rho_3 = 0{,}3$, $\rho_4 = 0{,}1$.

În cazul folosirii corpurilor de iluminat FIRA-01-265/2 pentru care se dau curbele fotometrice în planele transversal şi longitudinal [11] şi considerînd un factor de depreciere $\Delta = 1{,}5$, se cere să se proiecteze instalaţia de iluminat care să asigure o iluminare medie $\bar{E}_n = 200$ lx pe planul util şi să se efectueze calculul de verificare a uniformităţii iluminării pe o suprafaţă efectivă de lucru, avînd laturile distanţate faţă de pereţi la 1 m pe lăţime şi la 2 m pe lungime.

Se utilizează un calculator personal CASIO FX 750 P programat în limbaj BASIC.

Se extrag din curbele fotometrice valorile intensităţii luminoase la unghiurile 0°, 5°, 15° ... şi se introduc în calculator împreună cu celelalte date.

Utilizînd programul de calcul din figura 12 şi subrutinele aferente se obţin următoarele rezultate:

— indicele instalaţiei $K = 1{,}11$;

— indicatorii de distribuţie ai corpului de iluminat: $N_1 = 0{,}504$, $N_2 = 0{,}843$, $N_3 = 0{,}988$, $N_4 = 1$, $N_5 = 0{,}617$;

— pentru o amplasare de referinţă a corpurilor de iluminat (3×3 corpuri), rezultă: $M_1 = 0{,}564$, $M_2 = 0{,}173$, $M_3 = 0{,}111$, $M_4 = -0{,}013$, $R_d = 0{,}527$, $u = 0{,}363$;

— numărul de corpuri de iluminat necesar, calculat cu valoarea $u = 0{,}363$ este $n_t = 7$;

— adoptînd $m = 4$, $n = 2$, se obţin valorile: $M_1 = 0{,}586$, $M_2 = 0{,}155$, $M_3 = 0{,}120$, $M_4 = -0{,}015$, $R_d = 0{,}529$, $u = 0{,}364$, $\bar{E} = 219{,}02$ lx (corpurile de iluminat sînt amplasate paralel cu lungimea încăperii);

— suprafaţa pe care se face verificarea iluminării fiind simetrică, în raport cu axele încăperii, se va calcula valoarea iluminării în 18 puncte pe un stert din suprafaţă. În aceste condiţii, $a' = 2$ m, $b' = 4{,}5$ m, $x_0 = 3$ m, $y_0 = 6{,}5$ m, $u = 3$, $v = 6$. Rezultatele calculelor sînt prezentate în tabelele 3 şi 4. Componenta reflectată a iluminării are valoarea $E_r \approx 22{,}7$ lx.

Tabelul 3

Iluminarea directă în diverse puncte pe suprafaţa de lucru

v \ u	1	2	3
	$E_{directă}$ (lx)		
1	259,38	251,08	231,71
2	259,79	251,71	232,39
3	256,87	248,94	229,83
4	249,21	241,33	222,67
5	239,18	231,55	213,58
6	227,05	220,07	203,12

Tabelul 4

Indicatori de uniformitate a iluminării

	E_{min}, lx	E_{max}, lx	$\frac{E_{min}}{E_{max}}$	$\frac{E_{min}}{E_{med}}$	E_{med}, lx
Iluminare directă	203,12	259,79	0,78	0,856	237,19
Iluminare totală	225,81	282,48	0,80	0,869	259,88

Bibliografie

[1] *Dinculescu, P.* Determinarea factorului de utilizare pentru instalațiile de iluminat interior. În : EEA — Electrotehnica, 31, nr. 8, 1983, p. 313—325.

[2] *** CIE Publication N° 52, 1982. Calculation for Interior Lighting. Applied Method.

[3] *** STAS R 11621-81. Metodă de calcul al iluminării medii în clădiri.

[4] *Dinculescu, P.* Factorii de legătură între suprafețele unei instalații de iluminat interior. În : EEA — Electrotehnica 33, nr. 1, 1985, p. 27—37.

[5] *Dinculescu, P.* Asupra considerării separate a fiecărui perete în calculul fotometric al instalațiilor de iluminat interior : În : EEA — Electrotehnica, 32 nr. 8, 1984, p. 320—326.

[6] *Dinculescu, P., Popescu, M.* Calculul instalațiilor de iluminat în încăperi cu proprietăți reflectante reduse. În : EEA — Electrotehnica, 31, nr. 4, 1983, p. 131—135.

[7] *Dinculescu, P.* Aspecte privind caracterizarea fotometrică a corpurilor de iluminat. În : EEA — Electrotehnica **31**, nr. 5, 1983 p. 157—163.

[8] *Bianchi, C.*, ș.a. Proiectarea instalațiilor de iluminat electric. București, Ed. Tehnică, 1981.

[9] *Dinculescu, P.* Utilizarea mărimilor geometrice adimensionale pentru determinarea unor indicatori cantitativi în instalațiile de iluminat. În : EEA — Electrotehnica **34**, nr. 5, 1986, p. 189—196.

[10] *Dinculescu, P.* On the Calculation of Average Illuminance in Various Existing Methods for Interior Lighting. In : 6-th National Conference with International Participation „Lighting '84", Varna, 1984, p. 81—86.

[11] *** Catalog de produse Electrobanat-Timișoara.

CZ 621.313.332 : 621.3.015

GENERATOR ASINCRON
TURAȚIE
TENSIUNE
FRECVENȚĂ

Performanțele generatorului asincron autonom reglat prin turație

MARIUS BABESCU* – TIMIȘOARA

1. Considerații generale

Generatorul asincron autoexcitat cu condensatoare este indicat în microcentralele de tip hidro sau eoliene.

Performanțele acestui tip de generator, în majoritatea lucrărilor, se determină pe cale grafică [2, 3] sau, pentru anumite cazuri particulare, analitic [4].

În această lucrare se deduc performanțele generatorului în cazul general pornind de la ecuațiile mașinii asincrone.

Bateria de condensatoare ce asigură autoexcitația este constantă. În [5] se prezintă caracteristicile generatorului asincron autoexcitat nereglat. Tensiunea la bornele sarcinii, în acest caz, se modifică pronunțat, mai ales pentru sarcini inductive, făcînd imposibilă funcționarea unor consumatoari și astfel se impune reglarea turației generatorului asincron. În lucrarea de față se consideră trei cazuri posibile :

— turația la arborele generatorului este constantă ;

— tensiunea la bornele generatorului este constantă și deci, turația se modifică în mod corespunzător ;

— frecvența la bornele generatorului este constantă, modificîndu-se turația în acest sens.

2. Ecuațiile de funcționare

Schema electrică a mașinii este dată în figura 1.

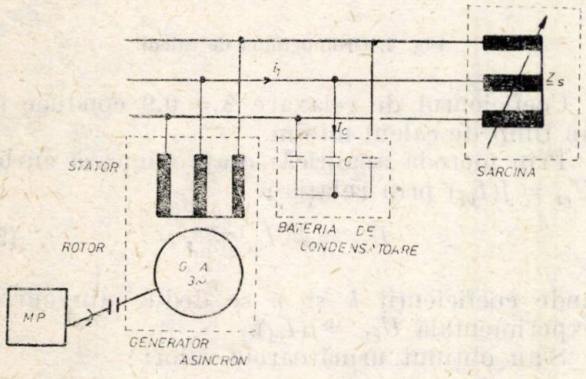


Fig. 1. Generator asincron autoexcitat.

Bateria de condensatoare are o valoare fixă C, iar sarcina Z_s se presupune variabilă în timp, de la valoarea zero la valoarea maximă admisă.

Corespunzător schemei electrice echivalente în T a mașinii asincrone se prezintă în figura 2 schema electrică generală care a stat la baza calculului caracteristicilor generatorului.

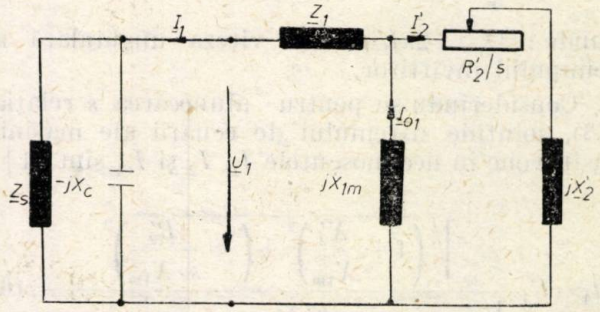


Fig. 2. Schema electrică echivalentă.

Tensiunea și frecvența la care debitează generatorul se calculează din ecuațiile corespunzătoare conservării puterilor active și reactive. La neglijarea pierderilor în fier, egalitatea puterilor active conduce la relația :

$$M \cdot \Omega = 3\left[\left(\frac{U_1}{Z_s}\right)^2 \cdot R_s + I_1^2 \cdot R_1 + I_2'^2 \cdot R_2'\right], \tag{1}$$

unde : $\underline{Z}_s = R_s + jX_s$ este sarcina pe care debitează generatorul ;

Ω — viteza unghiulară la arborele generatorului ;

M — cuplul la arborele generatorului ;

Egalînd puterea reactivă dată de condensatoare cu puterea reactivă absorbită de generator și de sarcină, rezultă egalitatea :

$$U_1^2 \cdot \omega_1 \cdot C_1 = s \cdot I_2'^2 \cdot X_2' + I_1^2 \cdot X_1 + \left(\frac{U_1}{Z_s}\right)^2 \cdot X_s + I_{01}^2 \cdot X_{1m}. \tag{2}$$

* Dr. ing. *Babescu, M* — Facultatea de Electrotehnică — Timișoara.

Alunecarea la care funcţionează generatorul pentru o anumită sarcină, se scrie sub forma :

$$s = \frac{n - n^*}{n^*}, \tag{3}$$

unde : $n^* = \frac{f_1}{p}$ este turaţia cîmpului învîrtitor.

Ecuaţiile (1) şi (2) completate cu ecuaţiile maşinii asincrone (relaţiile (4) (33) din [1]), formează sistemul de ecuaţii din care se calculează tensiunea, frecvenţa şi alunecarea la care debitează generatorul peste sarcina Z_s.

Pe baza teoriei maşinii asincrone se mai pot scrie relaţiile :

$$3R_2' \cdot I_2'^2 = s \cdot M \cdot \Omega_1, \tag{4}$$

$$3\left[\left(\frac{U_1}{Z_s}\right)^2 \cdot R_s + I_1^2 \cdot R_1\right] = M \cdot \Omega_1, \tag{5}$$

unde : $\Omega_1 = 2\pi f_1/p$ este viteza unghiulară a cîmpului învîrtitor.

Considerîndu-se pentru alunecarea s relaţia (3), soluţiile sistemului de ecuaţii ale maşinii asincrone în necunoscutele I_1, I_2 şi I_{01} sînt [1] :

$$I_1 = U_1 \frac{\sqrt{\left(1 + \frac{X_2'}{X_{1m}}\right)^2 + \left(-\frac{R_2'}{s \cdot X_{1m}}\right)^2}}{\sqrt{\left(R_1 - C_1 \cdot \frac{R_2'}{s}\right)^2 + (X_1 + C_1 \cdot X_2')^2}}, \tag{6}$$

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{\left(R_1 - C_1 \cdot \frac{R_2'}{s}\right)^2 + (X_1 + C_1 \cdot X_2')^2}}, \tag{7}$$

$$I_{01} = \frac{U_1 \sqrt{\left(-\frac{R_2'}{s}\right)^2 + X_2'^2}}{X_{1m} \sqrt{\left(R_1 - C_1 \cdot \frac{R_2'}{s}\right)^2 + (X_1 + C_1 \cdot X_2')^2}}. \tag{8}$$

Valoarea reactanţei de magnetizare X_{1m} ce intervine în relaţiile (6)÷(8) direct şi prin constanta $C_1 = 1 + X_1/X_{1m}$, se modifică pronunţat cu gradul de saturaţie al generatorului. În figura 3 se dă caracteristica de magnetizare $U_{e1} = f(I_{01})$ ridicată experimental şi pe baza ei se reprezintă variaţia reactanţei X_{1m} în funcţie de tensiunea U_{e1}.

Generatorul funcţionează în punctul F (fig. 3) determinat de valoarea capacităţilor şi a turaţiei.

Determinarea valorii reactanţei X_{1m} se face iterativ, printr-un calcul de subrelaxare sau analitic. Ordinograma de calcul este prezentată în figura 4 pentru metoda iterativă.

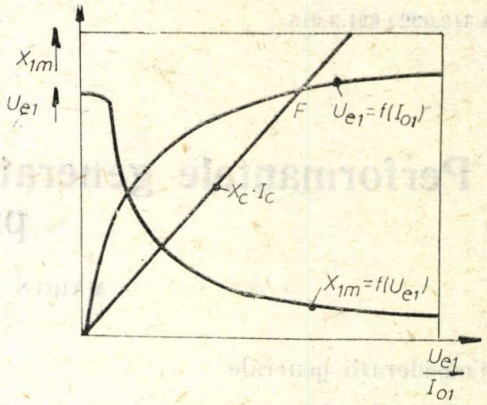


Fig. 3. Variaţia reactanţei de magnetizare X_{1m}.

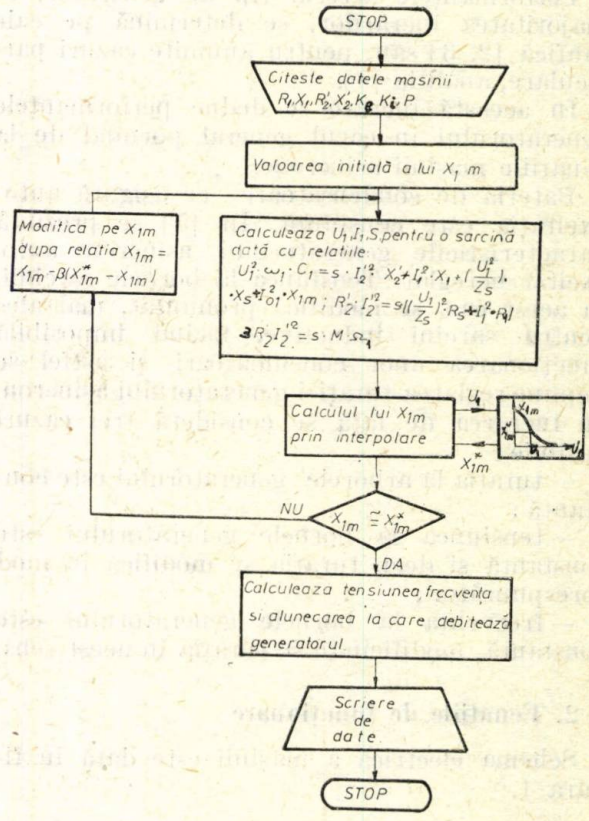


Fig. 4. Ordinograma de calcul.

Coeficientul de relaxare $\beta = 0{,}9$ conduce la un timp de calcul minim.

Prin metoda analitică se aproximează curba $U_{e1} = f(I_{01})$ prin relaţia :

$$U_{e1} = k \cdot I_{01}^{1-2/n}, \tag{9}$$

unde coeficienţii k şi n se deduc din curba experimentală $U_{e1} = f(I_{01})$.

S-au obţinut următoarele valori :

$$n = 3{,}1, \qquad k = 100. \tag{10}$$

Deoarece $U_{e1} = I_{01} \cdot X_{1m}$, rezultă pentru reactanța de magnetizare expresia :

$$X_{1m} = \frac{100}{I_{01}^{0,55}}. \qquad (11)$$

Dependența $X_{1m} = f(I_{01})$ este reprezentată în figura 5.

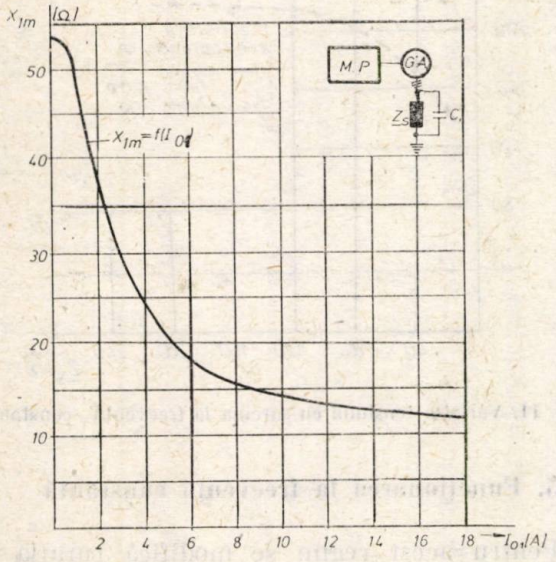


Fig. 5. Variația reactanței X_{1m} cu I_{01}.

3. Funcționarea la turație constantă

În acest regim generatorul este antrenat la o turație constantă indiferent de valoarea sarcinii conectate la bornele sale.

Frecvența tensiunii de alimentare fiind :

$$f_1 = \frac{p \cdot n}{1 + s} \qquad (12)$$

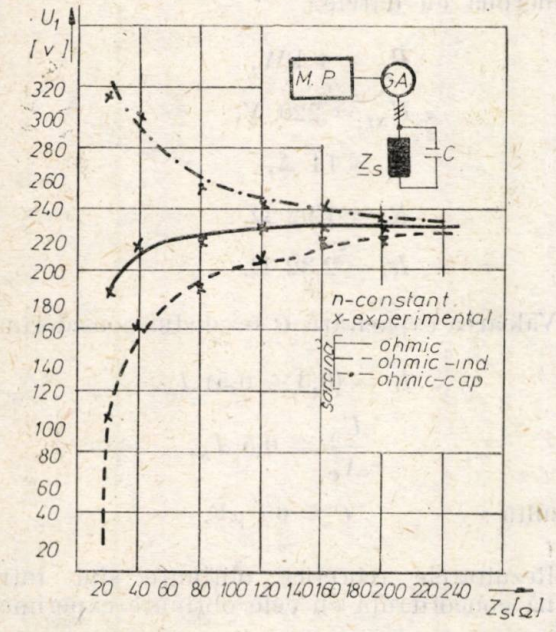


Fig. 6. Variația tensiunii cu sarcina la turație constantă.

și folosind relațiile (2, 4, 5, 6, 7, 8, 11) se deduc curbele $U_1 = f(Z_s)$, $f_1 = f(Z_s)$ și $s = f(Z_s)$ reprezentate în figurile 6 și 7.

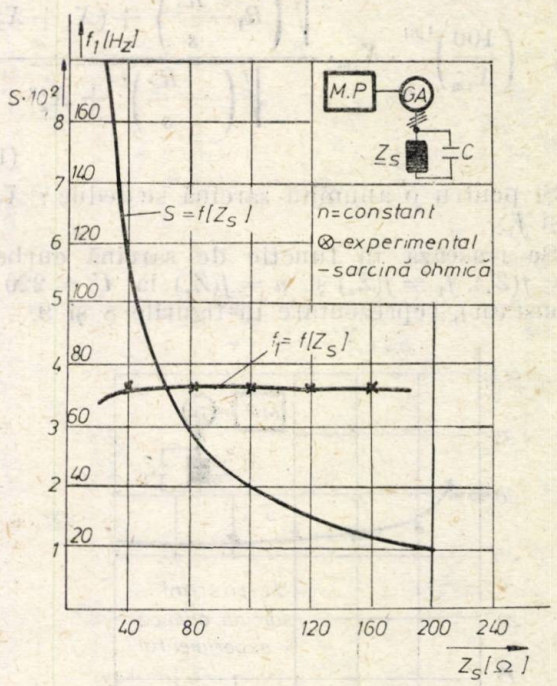


Fig. 7. Variația frecvenței și alunecării cu sarcina, la turație constantă.

4. Funcționarea la tensiune constantă

În acest regim turația la arborele generatorului este modificată în sensul menținerii tensiunii la borne la o valoare dată.

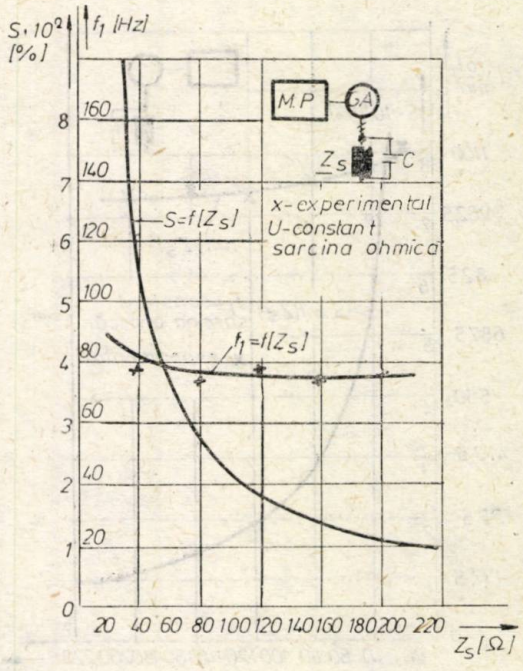


Fig. 8. Variația frecvenței și alunecării cu sarcina la tensiune constantă.

Pe baza relațiilor (8) și (11) se poate scrie relația :

$$U_1 = \left(\frac{100}{X_{1m}}\right)^{1,81} \cdot X_{1m} \cdot \frac{\sqrt{\left(R_1 - \frac{R_2}{s}\right)^2 + (X_1 + X_2')^2}}{\sqrt{\left(-\frac{R_2'}{s}\right)^2 + X_2'^2}} \cdot \tag{13}$$

Și pentru o anumită sarcină se deduc : X_{1m}, s și f_1.

Se trasează în funcție de sarcină curbele $s = f(Z_s)$, $f_1 = f(Z_s)$ și $n = f(Z_s)$ la $U = 220$ V (constant), reprezentate în figurile 8 și 9.

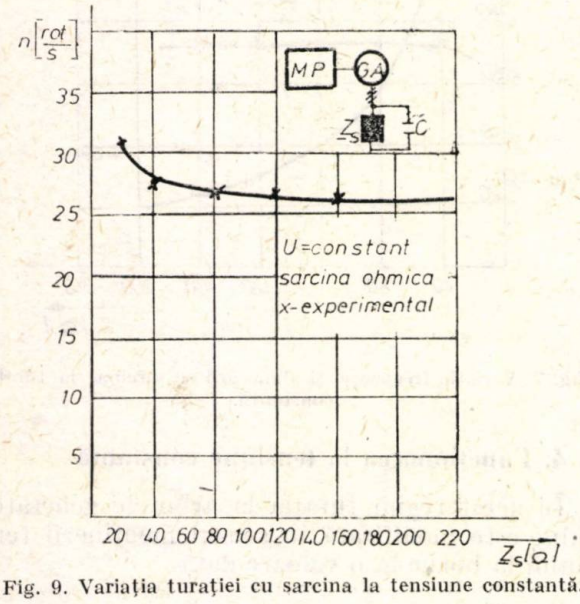


Fig. 9. Variația turației cu sarcina la tensiune constantă.

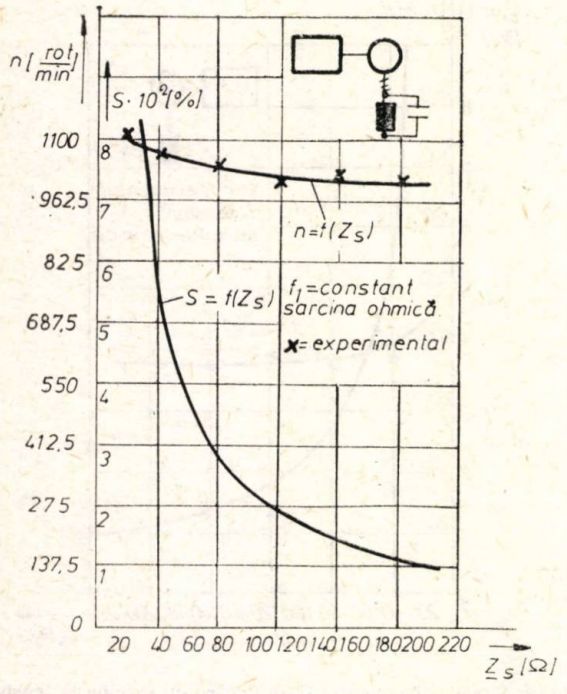


Fig. 10. Variația turației cu sarcina la frecvență constantă.

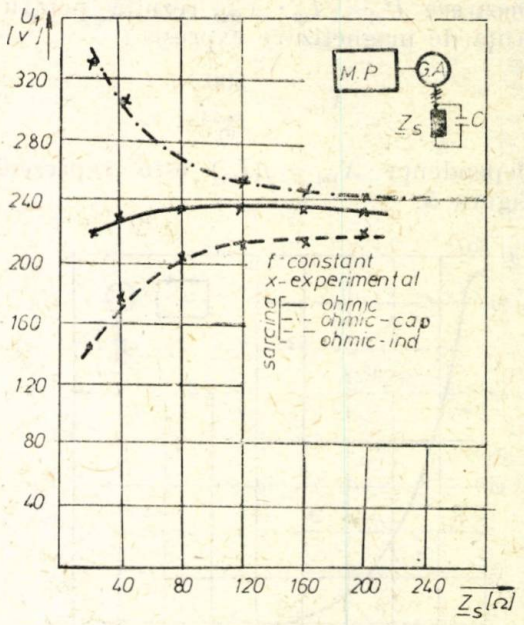


Fig. 11. Variația tensiunii cu sarcina la frecvență constantă.

5. Funcționarea la frecvență constantă

Pentru acest regim se modifică turația la arborele generatorului în așa fel încît frecvența tensiunii de la borne să rămînă constantă.

Dependența turației de antrenare a generatorului de sarcină este dată în figura 10.

Variația tensiunii cu sarcina este dată în figura 11.

6. Încercări experimentale

Testele experimentale s-au făcut pe o mașină asincronă cu datele :

$$P_N = 4 \text{ kW},$$

$$U_{Nf} = 220 \text{ V},$$

$$I_N = 14 \text{ A},$$

$$R_1 = 1{,}92 \ \Omega,$$

$$R_2' = 2{,}32 \ \Omega.$$

Valoarea capacității C s-a dedus considerînd :

$$I_C = (0{,}3 \div 0{,}5)\ I_N,$$

$$\frac{U_N}{X_C} = 0{,}5\ I_N,$$

rezultă : $C = 65\ \mu\text{F}$.

Rezultatele teoretice obținute sînt într-o bună concordanță cu cele obținute experimental.

7. Concluzii

În lucrare se dau performanțele generatorului asincron în regim autonom. Se consideră reactanța de magnetizare X_{1m} variabilă cu sarcina. Acest lucru nu era necesar pentru regimul de motor unde tensiunea și frecvența sînt aproximativ constante.

În regim de generator autonom tensiunea și frecvența de la borne se modifică în limite largi și, deci, este necesară considerarea variației reactanței X_{1m}.

Rezultatele obținute oferă o cunoaștere generală a posibilităților generatorului în cele trei cazuri analizate :

— turație constantă, tensiune constantă, frecvență constantă.

Bibliografie

[1] *Dordea, T.* Mașini electrice, Ed. Didactică și Pedagogică, București 1970.

[2] *Budișan, N.* Contribuții la calculul caracteristicilor generatorului asincron excitat de la surse conectate în paralel, Studii și cercetări, Academia RSR, Tom **VII** 1—2, 1960. p. 83—93.

[3] *Ivanov, A.* Generatori asincronnie. Editura Energetică de Stat, URSS, 1950.

[4] *Babescu, M., Novac, I.* Performanțele generatorului asincron dintr-o microcentrală cuplată la sistemul energetic. Energetica, **28**, nr. 7, 1980, p. 269—273.

[5] *Babescu, M.* Calculul caracteristicilor generatorului asincron autoexcitat. Bul. șt. și tehnic IPT, seria Electrotehnică, fasc. 1, 1982.

CZ 621.313.3

SIMULARE NUMERICĂ
MOTOR PAS CU PAS
REACȚIE DE POZIȚIE

Simularea regimurilor de funcționare a motorului pas cu pas în circuit închis

EMIL VOICULESCU * — CLUJ-NAPOCA

Introducere

Simularea numerică a sistemului convertor-motor pune la dispoziția proiectantului un instrument util și precis [1]. Testarea modelului în circuit închis permite determinarea unghiului de avans optim, care să asigure atingerea frecvenței maxime de poziționare la un cuplu rezistent dat, sau pentru o anumită lege de variație a cuplului rezistent [2]. Concomitent, prin simularea numerică a sistemului este determinat și regimul tranzistoarelor-întreruptoare din convertorul motorului pas cu pas [3].

1. Calculul preliminar al convertorului de două cadrane, destinat alimentării motorului pas cu pas

Calculul preliminar al convertorului unei faze a motorului are la bază următoarele simplificări :

— inductivitatea unei faze a motorului se consideră cvasiconstantă și egală cu valoarea ei medie ;

— regimul de funcționare al convertorului permite liniarizarea ecuațiilor diferențiale ale circuitului.

Se determină în acest fel tensiunea de forțare necesară (V_2 în fig. 1), și se aleg dispozitive de comutație corespunzătoare din punct de vedere al tensiunii, curentului, puterii disipate și a vitezei de comutație [4, 5]. Tensiunea V_2 și timpii de comutație rezultați intră ca date în programul de simulare.

Dimensionînd convertorul cu acest procedeu simplu, erorile rezultate sînt mici. În practică, dimensionarea convertorului se reduce de cele mai multe ori la acest calcul prin liniarizare.

Schema de principiu a convertorului unei faze este prezentată în figura 1a. Într-un ciclu de funcționare a schemei, motorul execută un pas, iar circuitul trece prin trei stări prezentate în figura 1 b, c, d : conectarea rapidă, menținerea curentului în faza motorului și deconectarea rapidă, cu recuperarea energiei din inductivitate.

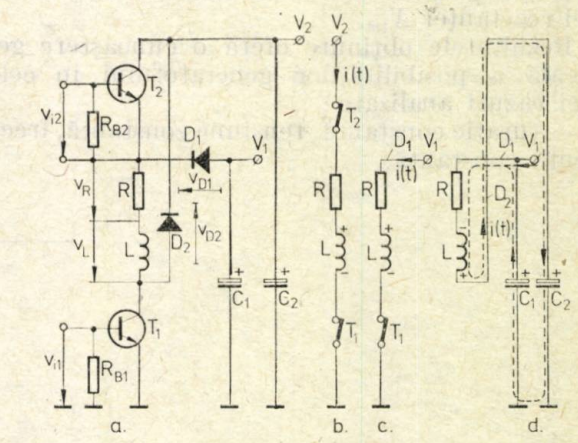
La aplicarea unui impuls de tact comutatoarele T_1 și T_2 se deschid, aplicînd fazei motorului tensiunea de forțare V_2. Are loc creșterea accelerată a curentului, conform relației :

$$i(t) = \frac{V_2}{R}\left(1 - e^{\frac{R}{L}t}\right), \qquad (1)$$

pînă la atingerea valorii prescrise I_{Max}.

Valoarea I_{Max}, și implicit timpul de creștere a curentului, t_1, rezultă din caracteristicile motorului. Din relația (1) se obține :

$$t_1 = \frac{L}{R}\ln\frac{V_2}{V_2 - RI_{Max}}. \qquad (2)$$



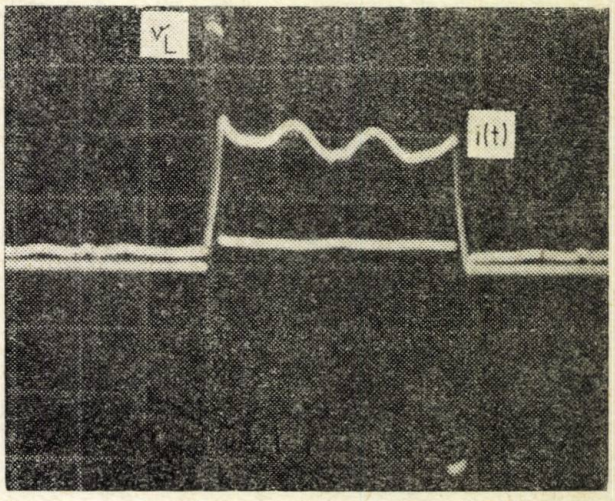


Fig. 1. Convertor de două cadrane pentru alimentarea unei faze a motorului pas cu pas : a. — schema de principiu ; b — creșterea rapidă a curentului fazei, prin conectarea înfășurării la sursa de tensiune înaltă ; c — menținerea curentului prin conectarea fazei la sursa de tensiune joasă ; d — deconectarea fazei, cu recuperarea energiei înmagazinate în inductivitate ; e — oscilograma tensiunii și curentului : v_L — 50 V/div ; — 5 A/div ; baza de timp — 5 ms/div.

* Ing. *Voiculescu E.* Facultatea de Electrotehnică — Institutul Politehnic — Cluj-Napoca.

După cum rezultă din figura 2, în care sînt reprezentați curenții fazelor cu modelul matematic din [1], liniarizarea ecuațiilor este justificată — nici chiar ieșirea din sincronism a motorului nu schimbă prea mult valorile inductivităților fazelor, astfel că timpii de comutație

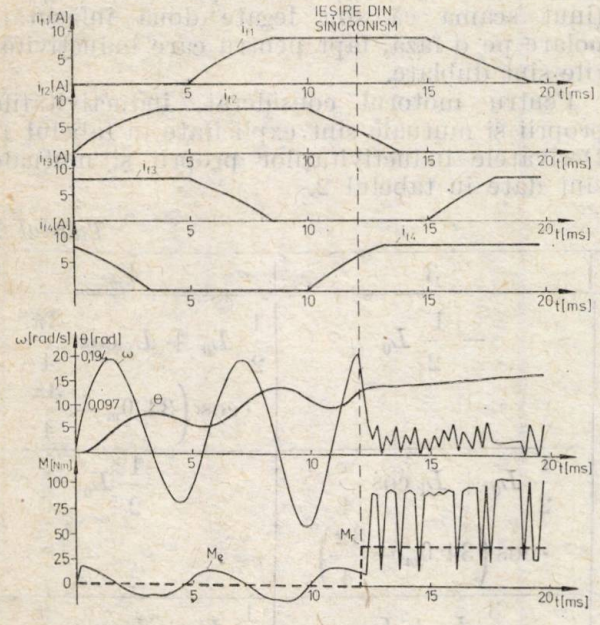


Fig. 2. Simularea numerică a unui sistem convertor-motor pas cu pas în circuit deschis : ieșirea din sincronism a motorului la aplicarea unei trepte de cuplu rezistent. Sus : curenții de alimentare a fazelor MPP ; jos : unghiul mecanic instantaneu, viteza unghiulară și cuplul dezvoltat de motor.

a fazelor în mers și, respectiv, după ieșirea din sincronism, au valori apropiate. Înseamnă că :

$$i(t) \simeq \frac{V_2}{L} \cdot t \tag{3}$$

și :

$$t_1 \simeq L \frac{I_{\mathrm{Max}}}{V_2}. \tag{4}$$

Programul de simulare a fost scris de studentul M. Mátyás.

În momentul t_1 tranzistorul T_2 este blocat. Curentul prin fază este menținut în continuare de sursa de joasă tensiune V_1, prin dioda D_1. V_1 este astfel aleasă încît la comutația surselor este menținută valoarea curentului atins la forțare : $L \frac{di}{dt} \to O$, iar ecuația circuitului de menținere :

$$V_1 = RI_{\mathrm{Max}} + v_{CE(\mathrm{on})} + v_{D1} \tag{5}$$

și constituie relație de dimensionare pentru V_1.

La deconectarea fazei (fig. 1d), este blocat tranzistorul T_1, iar energia magnetică înmagazinată în înfășurarea motorului este transferată în condensatorul C_2.

Ecuația circuitului la deconectare este :

$$-V_1 + v_{D1} + L \frac{di}{dt} + Ri + v_{D2} + V_2 = 0, \tag{6}$$

cu soluția :

$$i(t) = I_{\mathrm{Max}} - \frac{V_2}{R}\left[1 - e^{-\frac{R}{L}(t-t_1)}\right]. \tag{7}$$

Rezultă timpul de cădere a curentului, t_2, egal cu timpul său de creștere (fig. 1e) :

$$t_2 \simeq \frac{L}{R} \ln \frac{V_2}{V_2 - RI_{\mathrm{Max}}} \simeq t_1. \tag{8}$$

Liniarizînd, legea după care descrește curentul fazei devine :

$$i(t) \simeq I_{\mathrm{Max}} - \frac{V_2}{L} t. \tag{9}$$

La deconectarea fazei, tensiunea pe tranzistorul întreruptor este :

$$v_{CE}(t) = -v_L(t) - 2v_D \simeq -v_L(t), \tag{10}$$

de aici relația de dimensionare

$$V_{CE\max} \simeq V_2. \tag{11}$$

Pentru dimensionarea condensatorului C_2 se neglijează pierderile în R, D_1, D_2 și rezistențele interne ale surselor [4].

Echilibrul energiilor :

$$E_L = E_{C2}, \tag{12}$$

adică :

$$\int_0^{t_1} v_L(t)\, i(t)\, \mathrm{d}t = \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}+t_2} V_2 \cdot i(t)\, dt, \tag{13}$$

înseamnă că :

$$\frac{1}{2} LI_{Max}^2 = \frac{1}{2} C_2 V_2^2, \tag{14}$$

(T — perioada de pășire).

Rezultă :

$$C_2 = L \frac{I_{Max}^2}{V_2^2}. \tag{15}$$

În figura 1e sînt prezentate formele de undă ale tensiunii și curentului, obținute experimental, la o frecvență de mers de 100 imp/s. Oscilograma justifică o dată în plus liniarizările făcute.

2. Studiul cu calculatorul al sistemului convertor-motor

Pentru simulare s-a utilizat modelul matematic liniar, în coordonate reale, al motorului pas cu pas [1]. Ecuațiile de tensiuni și ecuația de mișcare sînt :

$$\begin{cases} v_k = R_k i_k + \sum_{j=1}^{4} L_{kj}(\theta_m) \frac{di_k}{dt} + \sum_{j=1}^{4} \frac{\partial L_{kj}}{\partial \theta_m} \cdot \frac{d\theta_m}{dt} \cdot i_k, \\ \qquad\qquad k = 1 \ldots 4, \\ \frac{J}{z_r} \cdot \frac{d^2\theta}{dt^2} + \frac{B}{z_r} \cdot \frac{d\theta}{dt} + M_r = M, \end{cases} \tag{16}$$

unde :

$$M(\theta_m, t) = \sum_{j=1}^{4} \sum_{k=1}^{4} M_{kj} = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^{4} \sum_{k=1}^{4} \frac{\partial L_{kj}}{\partial \theta_m} \cdot i_k \cdot i_j \quad (17)$$

este momentul electromagnetic, notaţiile fiind cele uzuale.

Inductivităţile fazelor motorului sînt date de relaţiile :

$$L_{kk} = \frac{3}{2} L_0 + L_1 \cos\left[\theta_m - (k-1)\frac{\pi}{2}\right], \quad (18)$$

$$L_{jk} = \pm \frac{1}{2} L_0 \pm L_1 \cos\left[(j-k)\frac{\pi}{4}\right] \cdot \cos\left[\theta - (j+k+2)\frac{\pi}{4}\right], \quad (19)$$

unde $j, k = 1, 2, 3, 4$, iar semnul lui L_{jk} este pozitiv pentru j, k de paritǎţi diferite, respectiv negativ pentru j, k de aceeaşi paritate. Se admite că $L_{jk} = L_{kj}$. În relaţiile (18), (19) s-a ţinut seama că sînt legate două înfăşurări polare pe o fază, fapt pentru care inductivităţile sînt dublate.

Pentru motorul considerat, inductivităţile proprii şi mutuale sînt explicitate în tabelul 1. Derivatele inductivităţilor proprii şi mutuale sînt date în tabelul 2.

L_{kj} *Tabelul 1*

k \ j	1	2	3	4
1	$\frac{3}{2} L_0 + L_1 \cos(34\,\theta_m)$	$\frac{1}{2} L_0 + L_1 \cos\frac{\pi}{4} \cdot \cos\left(34\,\theta_m - \frac{\pi}{4}\right)$	$-\frac{1}{2} L_0$	$\frac{1}{2} L_0 + L_1 \cos\frac{3\pi}{4} \cdot \cos\left(34\,\theta_m - \frac{3\pi}{4}\right)$
2	$\frac{1}{2} L_0 + L_1 \cos\frac{\pi}{4} \cdot \cos\left(34\,\theta_m - \frac{\pi}{4}\right)$	$\frac{3}{2} L_0 + L_1 \cdot \cos\left(34\,\theta_m - \frac{\pi}{2}\right)$	$\frac{1}{2} L_0 + L_1 \cos\frac{\pi}{4} \cdot \cos\left(34\,\theta_m - \frac{3\pi}{4}\right)$	$-\frac{1}{2} L_0$
3	$-\frac{1}{2} L_0$	$\frac{1}{2} L_0 + L_1 \cos\frac{\pi}{4} \cdot \cos\left(34\,\theta_m - \frac{3\pi}{4}\right)$	$\frac{3}{2} L_0 + L_1 \cdot \cos(34\,\theta_m - \pi)$	$\frac{1}{2} L_0 + L_1 \cos\frac{\pi}{4} \cdot \cos\left(34\,\theta_m - \frac{5\pi}{4}\right)$
4	$\frac{1}{2} L_0 + L_1 \cos\frac{3\pi}{4} \cdot \cos\left(34\,\theta_m - \frac{3\pi}{4}\right)$	$-\frac{1}{2} L_0$	$\frac{1}{2} L_0 + L_1 \cos\frac{\pi}{4}, \cdot \cos\left(34\,\theta_m - \frac{5\pi}{4}\right)$	$\frac{3}{2} L_0 + L_1 \cdot \cos\left(34\,\theta_m - \frac{3\pi}{2}\right)$

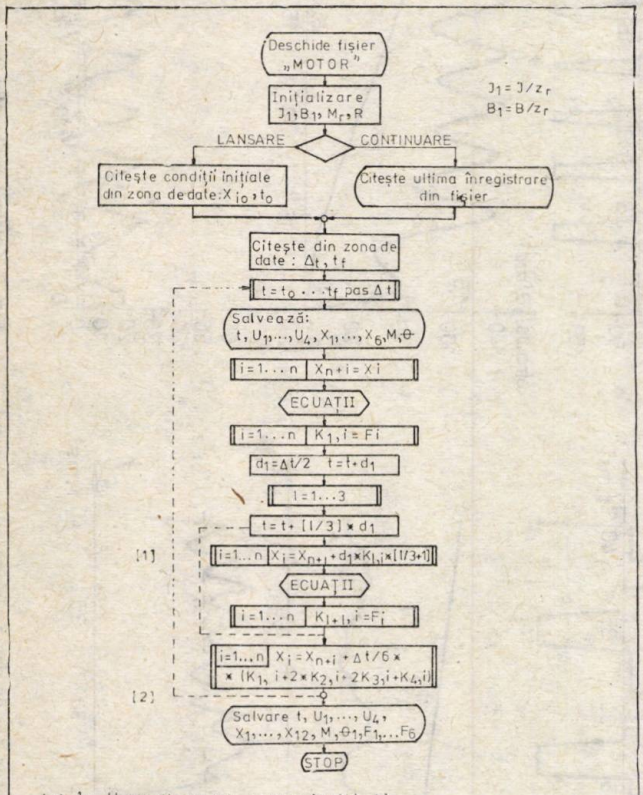
$\frac{\partial L_{jk}}{\partial \theta}, \frac{\partial L_{kj}}{\partial \theta}$ *Tabelul 2*

k \ j	1	2	3	4
1	$-34\,L_1 \sin 34\,\theta_m$	$-34\,L_1 \cos\frac{\pi}{4} \cdot \sin\left(34\,\theta_m - \frac{\pi}{4}\right)$	0	$-34\,L_1 \cos\frac{3\pi}{4} \cdot \sin\left(34\,\theta_m - \frac{3\pi}{4}\right)$
2	$-34\,L_1 \cos\frac{\pi}{4} \cdot \sin\left(34\,\theta_m - \frac{\pi}{4}\right)$	$-34\,L_1 \sin\left(34\,\theta_m - \frac{\pi}{2}\right)$	$-34\,L_1 \cos\frac{\pi}{4} \cdot \sin\left(34\,\theta_m - \frac{3\pi}{4}\right)$	0
3	0	$-34\,L_1 \cos\frac{\pi}{4} \cdot \sin\left(34\,\theta_m - \frac{3\pi}{4}\right)$	$-34\,L_1 \sin(34\,\theta_m - \pi)$	$-34\,L_1 \cos\frac{\pi}{4} \cdot \sin\left(34\,\theta_m - \frac{5\pi}{4}\right)$
4	$-34\,L_1 \cos\frac{3\pi}{4} \cdot \sin\left(34\,\theta_m - \frac{3\pi}{4}\right)$	0	$-34\,L_1 \cos\frac{\pi}{4} \cdot \sin\left(34\,\theta_m - \frac{5\pi}{4}\right)$	$-34\,L_1 \cdot \sin\left(34\,\theta_m - \frac{3\pi}{2}\right)$

Pentru alimentarea unei faze a motorului este folosit un convertor de două cadrane avînd schema din figura 1a; convertorul motorului conţine patru circuite de acest fel [4].

Se consideră motorul pas cu pas în circuit închis, cu reacţie de poziţie. Se măsoară unghiul descris de motor şi se comandă comutaţia fazelor în funcţie de valoarea acestui unghi, ca în graficul $n_1(\theta_1)$ din figura 4 (funcţionare în buclă minoră). Comutaţia fazelor este comandată cu un unghi de avans α_a.

Organigrama programului de simulare a comenzii în buclă minoră a motorului pas cu pas (Albert L. — [2]) este prezentată pe module logice în figurile 3 şi 4. Datorită lungimii



$$[1]\quad {}^1X_i(t+\Delta t/2) = X_i(t) + \Delta t/2 * F_i[X_i(t), t]$$
$${}^2X_i(t+\Delta t/2) = X_i(t) + \Delta t/2 * F_i[{}^1X_i(t+\Delta t/2), t+\Delta t/2]$$
$${}^3X_i(t+\Delta t) = X_i(t) + \Delta t * F_i[{}^2X_i(t+\Delta t/2), t+\Delta t/2]$$

$$[2]\quad X_i(t+\Delta t) = X_i(t) + \Delta t/6 * \{F_i[X_i(t), t] + 2F_i[{}^1X_i(t+\Delta t/2), t+\Delta t/2] + 2F_i[{}^2X_i(t+\Delta t/2), t+\Delta t/2] + F_i[{}^3X_i(t+\Delta t), t+\Delta t]\}$$

Fig. 3. Organigrama programului de simulare.

şi versatilităţi programului datele au fost stocate pe fişiere separate intitulate MOTOR.

Pentru integrarea sistemului de ecuaţii (16—17) s-a utilizat metoda Runge-Kutta-Gill. În subrutinele ECUAŢII se calculează mărimile mecanice (deplasări unghiulare, viteze unghiulare, momente electromagnetice) şi, concomitent, mărimile electrice asociate (tensiuni şi curenţi în fazele motorului), pe baza cărora este dimensionat convertorul.

Modul de variaţie a acestor mărimi este prezentat în continuare.

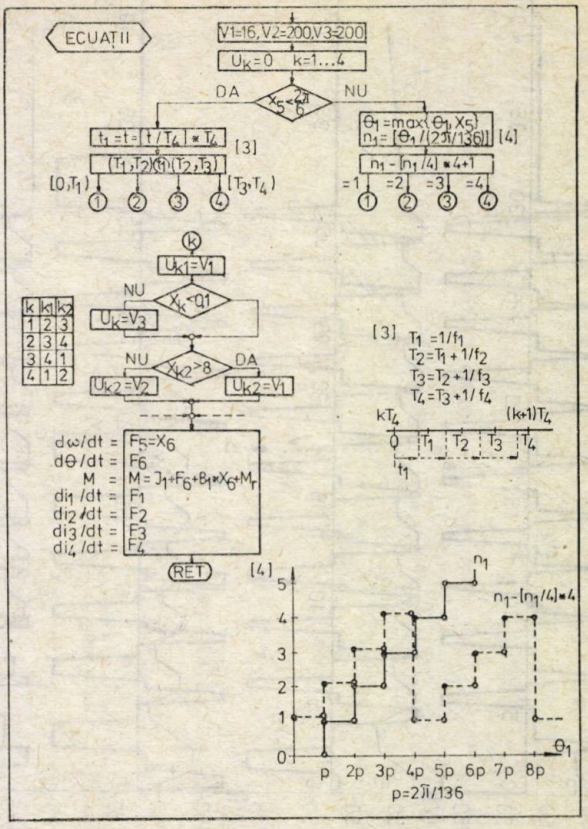


Fig. 4. Organigrama programului de simulare-continuare.

3. Rezultate obţinute

Rezultatele sub formă grafică, obţinute cu calculatorul, sînt prezentate în figurile 5 şi 6.

Formele de undă din figura 5 sînt tipice funcţionării în circuit închis; efectul principal al aplicării unei trepte de cuplu rezistent constă în reducerea vitezei unghiulare, fără oprirea motorului. Este vizibilă variaţia lină a unghiului mecanic instantaneu, net diferită de cea obţinută la funcţionarea în circuit deschis (fig. 2). Unghiul de avans la comutaţie, $\alpha_a = 1{,}5°$, relativ mare în raport cu unghiul de pas $\theta = 2{,}65°$, permite atingerea unor frecvenţe de mers înalte la cupluri rezistente mai mici.

În figura 5, frecvenţa de păşire este 250 imp/s înainte de aplicarea cuplului rezistent de 17 Nm, avînd tendinţă de creştere (turaţia motorului nu se stabilizase încă). Prin mărirea unghiului de avans la comutaţia fazelor, se pot obţine valori mai mari ale frecvenţei-limită de mers.

Mărind cuplul rezistent la 30 Nm în figura 6, are loc oprirea motorului. Unghiul mecanic θ rămîne constant, şi din această cauză nu mai are loc nici comutaţia fazelor.

Examinînd comparativ curenţii din fazele motorului la funcţionarea în buclă deschisă (fig. 2) şi în buclă minoră (fig. 5, 6) se constată că, în ultimul caz curenţii din faze nu se anulează în nici un moment al funcţionării. Menţinerea curentului în fazele anterior acţionate

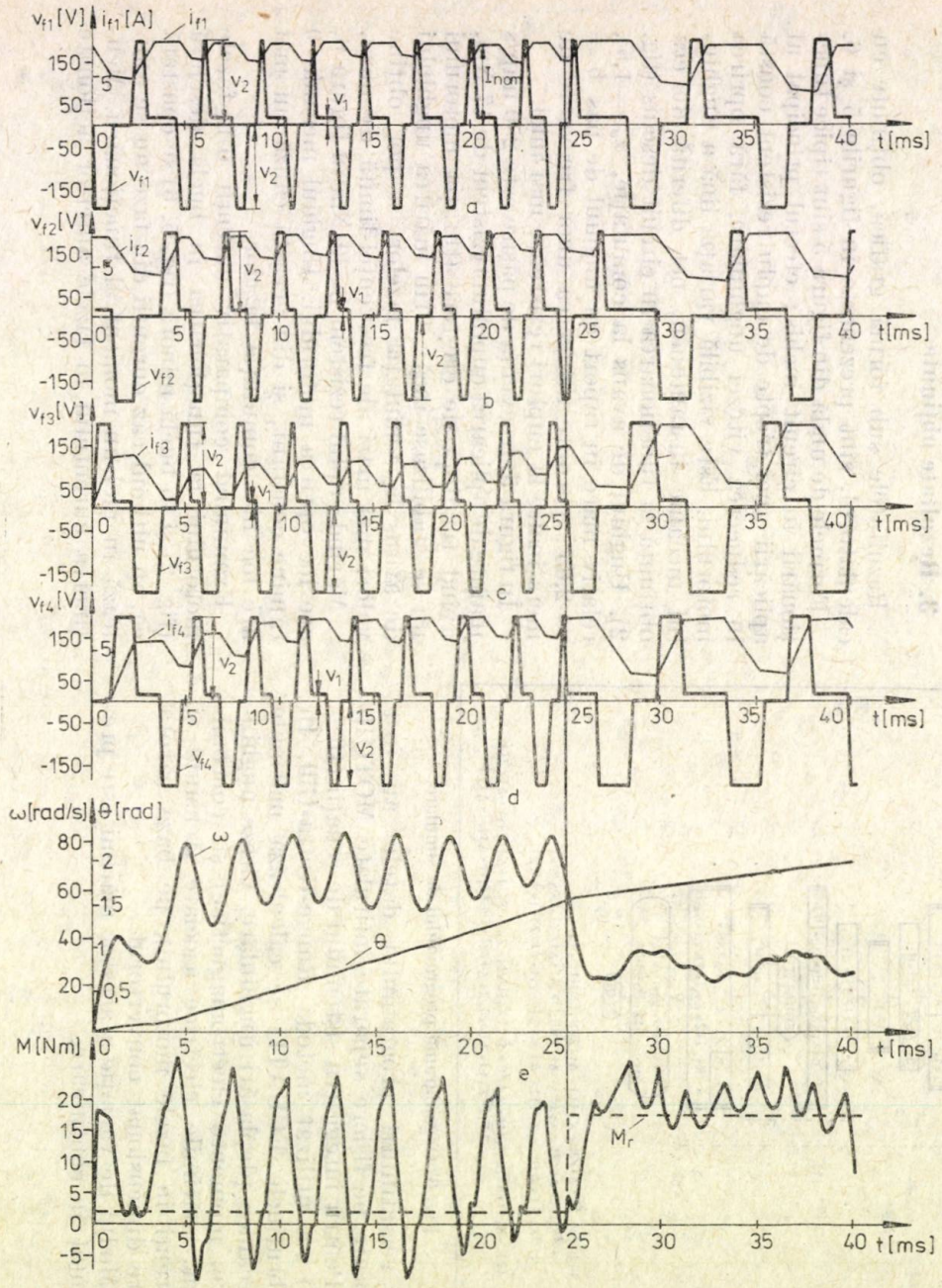


Fig. 5. Simularea numerică a unui sistem convertor-motor pas cu pas funcționînd în circuit închis : la aplicarea unei trepte de cuplu rezistent se reduce viteza unghiulară.

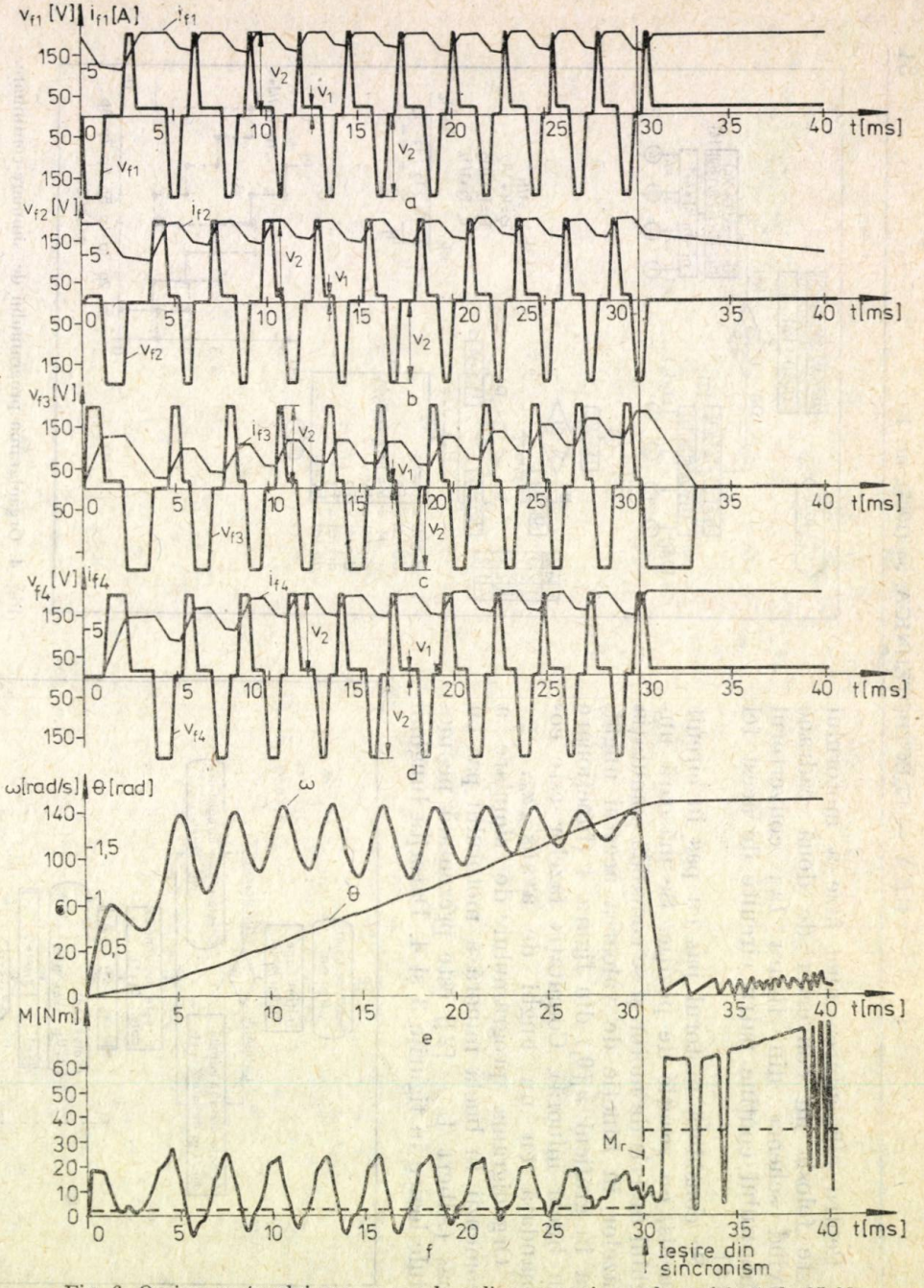


Fig. 6. Oprirea motorului pas cu pas la aplicarea unui cuplu rezistent de 35 Nm.

are un efect de amortizare a mișcării, demonstrat de variația uniformă a unghiului 0. Suprapunerea conducției fazelor se datorează secvenței de alimentare folosite (în orice moment două din cele patru faze ale motorului sînt conectate la sursa de alimentare — fig. 7,a). La puteri mari, se evită această situație prin alimentarea în secvență mixtă a fazelor motorului, ca în figurile 7b și 7c. Se obține astfel înjumătățirea pe cale electronică a unghiului de pas al motorului, curenții din faze se anulează după deconectarea fazelor (fig. 7c) și are loc o ușoară scădere a cuplului activ la arborele motorului.

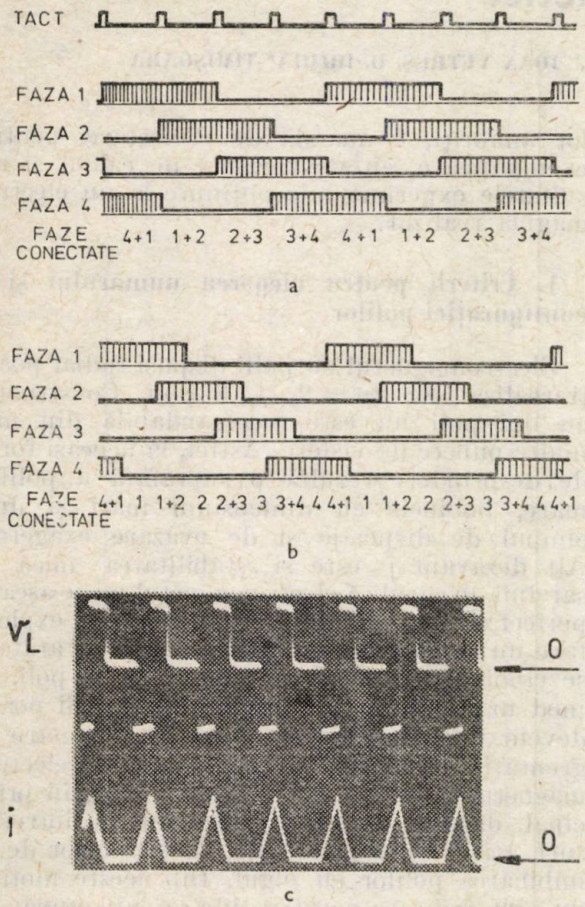


Fig. 7. Alimentarea în secvență dublă (a), respectiv mixtă b, c) a fazelor MPP. În oscilogramă: v_L — 50 V/div; i — 5 A/div; baza de timp — 2 ms/div.

4. Concluzii

Simularea numerică a sistemului convertor-motor, funcționînd în circuit închis, permite cunoașterea tuturor mărimilor electrice ce prezintă interes la proiectarea convertorului. Cu programul prezentat aceste mărimi sînt precis determinate pe baza mărimilor mecanice proprii fiecărei aplicații.

Bibliografie

[1] *Voiculescu, E.* Simulare numerică și rezultate experimentale în comanda motoarelor pas cu pas. În revista: EEA — Electrotehnica, **33** (1985) nr. 1.

[2] *Voiculescu, E., Albert, L.* Computer-aided design of step motor driver. Comunicată la a IV-a Conferință națională de acționări electrice. Proceedings, vol. I, Craiova, sept. 1984.

[3] *Voiculescu, E.* Calculul convertorului pentru alimentarea motoarelor pas cu pas, pe baza simulării numerice a sistemului convertor-motor. În vol. Comunicările simpozionului de mașini electrice asociate cu convertoare statice. București, nov 1983.

[4] *Voiculescu, E.* Circuite de comandă pentru motoare pas cu pas. În revista: EEA — Electrotehnica, **34** (1986) nr. 4.

[5] *Voiculescu, E.* Măsurarea unor parametri de comutație ai tranzistoarelor de putere. În revista: Metrologia aplicată, nr. 4/1985.

CZ 538.114 : 621.318.3

BENZI FEROMAGNETICE
ELECTROMAGNEȚI

Electromagnet elevator pentru manevrarea rulourilor de benzi feromagnetice

EMA CONSTANTIN, GHEORGHE CONSTANTIN, IOAN VETREȘ, D. IRIMIA*-TIMIȘOARA

Introducere

Manevrarea rulourilor de benzi feromagnetice grele (0,1 ÷ 5 t), poate fi mult ușurată prin utilizarea unor electromagneți elevatori. Datorită formei deosebite a sarcinii, electromagneții cilindrici uzuali nu sînt corespunzători, deoarece cîmpul magnetic, care s-ar închide radial prin rulou, trecînd prin întrefierurile dintre spire, s-ar reduce foarte mult. Chiar în cazul unor rulouri strîns înfășurate, la diametrele obișnuite (1 ÷ 1,5 m) și benzi de 0,5 mm, întrefierul total este de ordinul centimetrilor. Pentru a realiza forța necesară ridicării rulourilor, fără a folosi instalații de putere exagerată, se impune utilizarea unor electromagneți cu o astfel de configurație a polilor încît liniile cîmpului magnetic să se închidă în lungul benzii feromagnetice. Un asemenea cîmp magnetic poate fi obținut cu ajutorul unor poli dispuși radial pe un jug în formă de disc, configurație reprezentată schematic în figura 1.

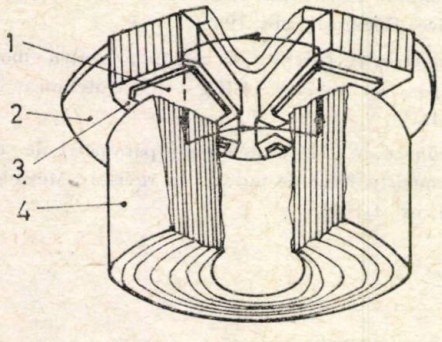


Fig. 1. Electromagnet elevator pentru rulouri : 1 — pol magnetic ; 2 — jug ; 3 — bobină ; 4 — rulou.

În calculul acestor electromagneți trebuie luate în considerație particularitățile constructive, rezultînd alte considerente pentru proiectare, diferite de cele de la electromagneții elevatori uzuali [1, 2, 4, 5]. Astfel trebuie analizată alegerea atît a numărului de poli, cît și a secțiunii acestora, considerentele fiind o prindere stabilă a ruloului, evitarea efectului telescopic, utilizarea bună a volumului disponibil și realizarea forței de desprindere la o putere nominală și greutate proprie reduse. În lucrare se prezintă succint, în urma analizării factorilor amintiți, o metodă de proiectare, pentru exemplificare, cîteva variante de calcul și rezultatele experimentale obținute la un electromagnet realizat.

* Dr. ing. *Constantin, E.*, dr. ing. *Constantin, Gh.*, dr. ing. *Vetreș I.*, ing. *Irimia, D.* — Institutul Politehnic — Timișoara.

1. Criterii pentru alegerea numărului și a configurației polilor

Electromagnetul cu polii dispuși radial poate fi realizat cu $2p = 2, 4, 6$ poli. Construcția cu doi poli nu este recomandabilă din mai multe puncte de vedere. Astfel, la aceeași forță de desprindere rezultă o suprafață a polilor mare, bobinele cu dimensiuni mari și deci cîmpul de dispersie și de evazare exagerat. Alt dezavantaj este și stabilitatea mică a sarcinii, în cazul că electromagnetul nu se așează perfect coaxial pe rulou, condiție care în exploatare nu se poate realiza. Incovenientele arătate se elimină prin mărirea numărului de poli, în mod uzual la patru. Varianta cu 6 poli poate deveni utilă numai la rulouri cu diametre și greutăți foarte mari. Puterea nominală a electromagnetului crește cu numărul polilor, în principal, datorită creșterii numărului de întrefieruri, atît a celor principale, cît și a celor de la îmbinarea polilor cu jugul. Din aceste motive nu sînt indicate construcțiile cu un număr și mai mare de poli, doar eventual în cazuri cu cerințe deosebite.

Suprafața polilor S_a poate fi determinată din expresia forței ce acționează la suprafața ruloului, care, admițînd un cîmp uniform în întrefier, are expresia :

$$F_a = \frac{1}{2} \frac{B_0^2}{\mu_0} \cdot 2p \cdot S_a . \qquad (1)$$

Forța de desprindere F_a se determină funcție de greutatea ruloului, aplicînd un coeficient de siguranță $F_a = k_s \cdot G$, iar inducția magnetică medie B_0 se alege pe baza acelorași considerente ca la electromagneții elevatori uzuali [4, 5]. Problema ce se ridică este alegerea formei polilor, în principal din considerentul de a evita efectul telescopic, fără a neglija însă aspectele tehnologice, de realizare simplă a polilor și bobinelor și de asigurarea răcirii corespunzătoare a bobinelor. Referitor la efectul telescopic, acesta poate apare, la o variație a forței pe unitatea de lungime radială, mult diferită de cea a sarcinii corespunzătoare și

poate avea ca efect desfacerea ruloului, în caz că acesta nu este bine strîns.

Forma unui pol, avînd în vedere configurația generală a electromagnetului poate fi un sector de coroană circulară, avînd în cazul general centrul O' deplasat față de axa electromagnetului, respectiv pentru o tehnologie de realizare mai simplă, un trapez, care să aproximeze cît mai bine sectorul (fig. 2).

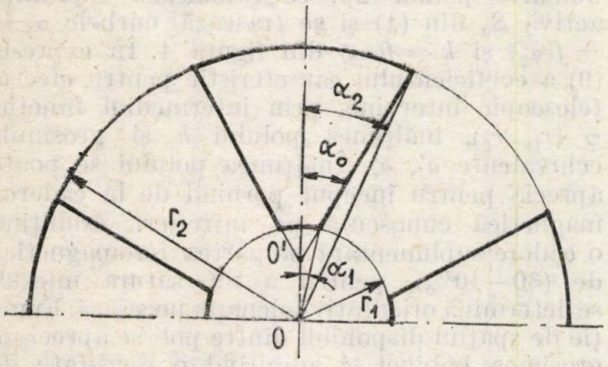


Fig. 2. Configurația polilor electromagnetului.

Pentru a urmări efectul telescopic trebuie comparată forța pe unitate de lungime radială :

$$f_l(r) = \frac{1}{2}\frac{B_0^2(r)}{\mu_0} 2\alpha \cdot r \cdot 2p, \qquad (2)$$

cu greutatea ruloului, raportată, de asemenea, la unitatea de lungime radială :

$$g_l(r) = \gamma \cdot a_r \cdot 2\pi r, \qquad (3)$$

în care s-a notat cu γ greutatea specifică a materialului ruloului și cu a_r înălțimea acestuia.

Considerînd circuitul magnetic ca avînd aceeași permeabilitate în poli, jug și rulou se obține, cu notațiile din figura 3, inducția magnetică $B_0(r)$, funcție de amperspire și dimensiuni geometrice, din :

$$IN = H_0 \cdot \delta + H_p \cdot h_p + \frac{1}{2} \cdot (H_j \cdot 1_j + H_r \cdot 1_r), \qquad (4)$$

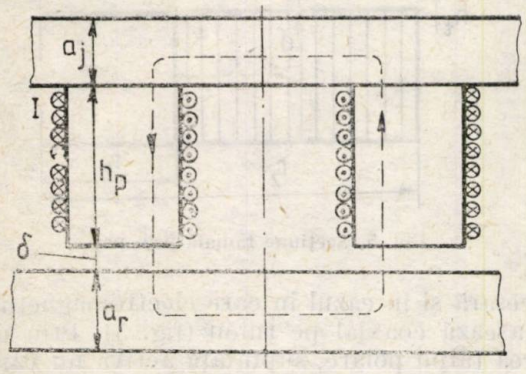


Fig. 3. Vedere laterală desfășurată a polilor.

în forma :

$$B_0(r) = \frac{\mu IN}{\mu_r \delta + h_p + \frac{1}{2}\alpha r^2 \cdot \left(\frac{\pi}{p} - \alpha\right)\left(\frac{1}{a'_j} + \frac{1}{a'_r}\right)}, \qquad (5)$$

în care s-au folosit relațiile între inducțiile magnetice din diferitele porțiuni ale circuitului magnetic și anume $B_p \cong B_0$:

$$B_j = \frac{\alpha r}{a'_j} B_p; \; B_r = \frac{\alpha r}{a'_r} B_p,$$

a'_j fiind grosimea echivalentă a jugului, la care se ține seama de faptul că acesta poate avea razele diferite de cele ale ruloului, adică :

$$a'_j = a_j \cdot \frac{r_{2j} - r_{1j}}{r_2 - r_1},$$

iar a'_r fiind grosimea echivalentă a ruloului, în care intervine factorul de umplere al acestuia.

Raportul forțelor lineice la razele limită ale ruloului obține, cu notația $\frac{1}{a_e} = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{a'_j} + \frac{1}{a'_r}\right)$, expresia :

$$\frac{f_l(r_1)}{f_l(r_2)} = \left[\frac{\mu_r \delta + h_p + \frac{\alpha_2 r_2^2}{a_e}\left(\frac{\pi}{p} - \alpha_2\right)}{\mu_r \delta + h_p + \frac{\alpha_1 r_1^2}{a_e}\left(\frac{\pi}{p} - \alpha_1\right)}\right]^2 \cdot$$

$$\cdot \frac{\alpha_1 r_1}{\alpha_2 r_2} = \varphi^2(\alpha_1, \alpha_2)\frac{\alpha_1 r_1}{\alpha_2 r_2}, \qquad (6)$$

iar cel al greutăților lineice devine :

$$\frac{g_l(r_1)}{g_l(r_2)} = \frac{r_1}{r_2}. \qquad (7)$$

Punînd condiția ca la r_2 forța lineică să fie egală cu greutatea lineică :

$$f_l(r_2) = g_l(r_2), \qquad (8)$$

rezultă la raze mai mici, în general $f_l(r) \neq g_l(r)$, manifestîndu-se deci efectul telescopic. Deosebirea cea mai pronunțată apare la r_1 unde se obține :

$$k = \frac{f_l(r_1)}{g_l(r_1)} = \varphi^2(\alpha_1, \alpha_2)\frac{\alpha_1}{\alpha_2}. \qquad (9)$$

Situația optimă corespunde la $k = 1$, caz în care nu apare efectul telescopic. Din relația (6) se observă că dacă grosimea jugului și a ruloului sînt mari, astfel ca $\mu_r \delta + h_p \gg \frac{\alpha r^2}{a_e}\left(\frac{\pi}{p} - \alpha\right)$,

se poate neglija căderea magnetică pe jug și pe rulou, $\varphi \cong 1$, și pentru a realiza $k = 1$ va trebui ca $\alpha_1 = \alpha_2$, adică polul să aibe forma unui sector de coroană circulară concentrică cu centrul electromagnetului.

În cazurile reale trebuie să se țină însă seama de căderile magnetice pe jug și rulou astfel că la o suprafață S_a dată pentru pol trebuie aleasă configurația la care $k \cong 1$. În acest scop este util să se determine dependența $\alpha_1 = f(\alpha_2)$ la S_a dat, de exemplu exprimînd suprafața polului cu relația aproximativă, dar la valorile uzuale ale razelor și unghiurilor, suficient de exactă, folosind notațiile din figura 2, în forma :

$$S_a = \alpha_2(r_2^2 - r_1^2) - \frac{1}{2} r_1(r_2 - r_1)\sin(\alpha_2 - \alpha_1). \quad (10)$$

Pentru perechile de valori α_1, α_2 rezultate se calculează, din (9), coeficientul k. Funcție de valorile obținute se definitivează forma polului, adică se alege α_1, α_2 la care k este apropiat de 1. În figura 4 este reprezentată calitativ

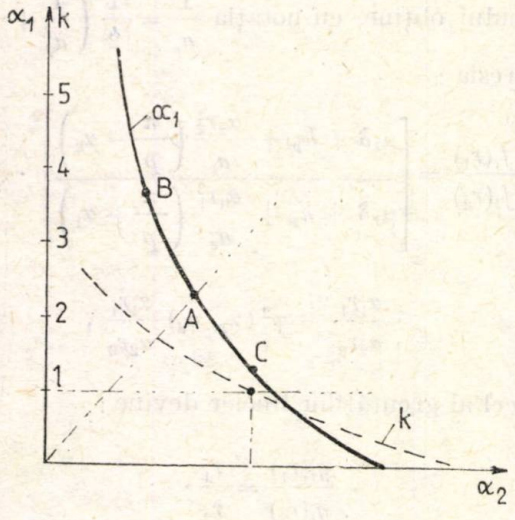


Fig. 4. Curbe caracteristice pentru alegerea configurației polilor.

curba $\alpha_1 = f(\alpha_2)$. Pe curbă s-a notat punctul A, în care $\alpha_1 = \alpha_2$, și cel care corespunde la un pol cu pereți paraleli, adică punctul B în care $r_1 \sin \alpha_1 = r_2 \sin \alpha_2$. Din alura curbei $k = f(\alpha_2)$, reprezentată, de asemenea, în figura 4, rezultă că, practic trebuie realizată o formă la care $\alpha_1 \leq \alpha_2$, deoarece în domeniul $\alpha_1 > \alpha_2$ efectul telescopic este pronunțat, situația optimă corespunzînd punctului C, la care $k = 1$.

2. Metodă de proiectare a electromagnetului

Calculele de proiectare pot fi sistematizate și la acest tip de electromagnet ca la cei dreptunghiulari [4, 5] pe trei etape. Prima etapă conține considerațiile și calculele pentru determinarea dimensiunilor de gabarit. În următoarea etapă se calculează amperspirele necesare realizării forței de desprindere, ținînd seama de cîmpul de dispersie și cel de evazare, iar ultima parte conține calculul bobinei, a parametrilor nominali și specifici.

Pentru determinarea configurației și a dimensiunilor de gabarit se utilizează cele prezentate în paragraful 2, și anume, se alege numărul polilor $2p$, se calculează suprafața activă S_a din (1) și se trasează curbele $\alpha_1 = f(\alpha_2)$ și $k = f(\alpha_2)$ din figura 4. În expresia (9) a coeficientului caracteristic pentru efectul telescopic intervine, prin intermediul funcției φ (r_1, r_2), înălțimea polului h_p și grosimile echivalente a_j', a_r'. Înălțimea polului se poate aprecia pentru început pornind de la căderea magnetică cunoscută pe întrefier. Admițînd o cădere suplimentară pe partea feromagnetică de (30—40%), pentru a nu satura miezul, se determină orientativ solenația necesară. Funcție de spațiul disponibil dintre poli se apreciază grosimea bobinei și admițînd o densitate de curent uzuală rezultă înălțimea necesară pentru bobină, respectiv pentru pol. Dimensiunile jugului r_{2j}, r_{1j} și a_j se aleg astfel ca secțiunea prin care se închide cîmpul magnetic să fie aproximativ egală cu cea corespunzătoare a polului, pentru a evita saturarea jugului. Avînd fixate aceste dimensiuni se trasează curba k și se alege configurația suprafeței active, adică unghiurile α_1 și α_2. La construcția practică a electromagnetului pe pol se fixează o talpă polară, o placă feromagnetică de dimensiuni ceva mai mari, cu scopul de a realiza forța

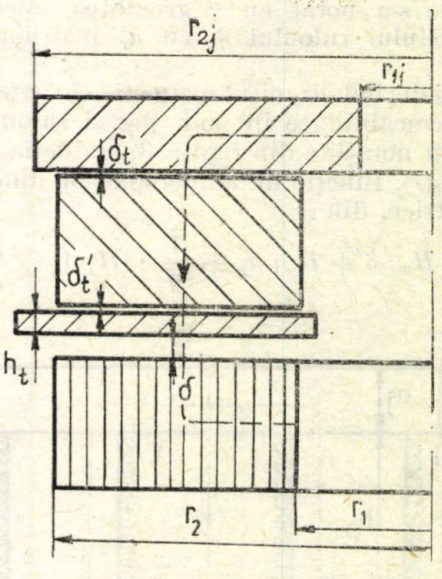


Fig. 5. Secțiune radială prin pol.

necesară și în cazul în care electromagnetul nu se așează coaxial pe rulou (fig. 5). Prin utilizarea tălpii polare, suprafața activă nu variază prea mult la o așezare imperfectă, astfel că

forţele se repartizează suficient de uniform între poli.

În etapa a doua de calcul se determină solenaţia necesară realizării inducţiei magnetice din întrefier. Pentru a ţine seama de cîmpul de evazare, adică de liniile de cîmp care se închid lateral între pol şi rulou (fig. 6 a), care, de fapt, reprezintă un cîmp util, dar a cărui

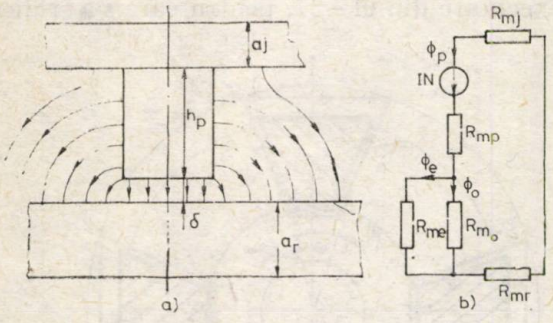


Fig. 6. Schema echivalentă a electromagnetului.

contribuţie la forţa dezvoltată de electromagnet este neglijabilă, se poate utiliza schema simplificată din figura 6 b, în care, pentru simplificare s-a considerat reluctanţa corespunzătoare liniilor de cîmp de evazare, concentrată şi în paralel cu cea a întrefierului. Raportul între fluxul din pol şi cel util din întrefierul principal se poate exprima în acest caz, în forma :

$$\sigma = \frac{\Phi_p}{\Phi_0} = 1 + \frac{\Phi_e}{\Phi_0} = 1 + \frac{R_{m0}}{R_{me}}. \quad (11)$$

Aproximînd liniile de cîmp de evazare cu arce de cerc [1, 2, 3] se obţine, pentru σ, în cazul unui pol de forma unui sector concentric cu rulou, expresia relativ simplă :

$$\sigma = 1 + \frac{8\delta}{\alpha\pi(r_1 + r_2)} \ln \frac{\delta + h_p}{\delta}. \quad (12)$$

Amperspirele necesare realizării inducţiei magnetice B_0 din întrefier rezultă prin însumarea căderilor magnetice. Considerînd o linie de cîmp mijlocie, ca în figura 5 rezultă :

$$IN = H_0\delta + H_p h_p + H_j l_j + H_r l_r + H_t h_t +$$

$$+ H_{0t}\delta_t + H'_{0t}\delta'_t, \quad (13)$$

în care termenii H_{0t} δ_t, H'_{0t}, δ'_t corespund căderilor magnetice pe întrefierurile ce apar la îmbinarea polului cu jugul, respectiv a polului cu talpa polară, iar $H_t h_t$ reprezintă căderea magnetică pe talpa polară. Etapa a treia de calcul cuprinde proiectarea bobinei, care se poate efectua după criteriile date în [1, 4, 5], funcţie de tensiunea de alimentare şi de încălzirea admisă. Pentru a asigura o răcire mai bună a bobinelor este bine ca unghiul α_0 să fie mai mic ca $\pi/2p$, astfel ca între pereţii bobinelor să existe un spaţiu pentru răcire. Utilizînd pentru bobine un conductor în formă de bandă acestea se pot realiza din galeţi. Mărimile nominale ale electromagnetului, curentul şi puterea, respectiv cele specifice, forţa de desprindere raportată la putere $k_f = F_d/P_n$ şi forţa raportată la greutatea proprie $k_g = F_d/G$ se determină asemănător ca la electromagneţii elevatori uzuali.

3. Variante de calcul. Rezultate experimentale

Pe baza consideraţiilor şi a metodei de calcul prezentate au fost calculate mai multe variante ale unui electromagnet destinat manevrării unor rulouri cu greutatea maximă de $5 \cdot 10^4$ N, diametrele $d_1 = 0{,}59$ m, $d_2 = 1{,}1$ m, factor de umplere $k_u = 0{,}95$, întrefierul principal de 6 mm şi tensiunea de alimentare a bobinelor 220 V. Electromagnetul a fost proiectat în cîte două variante pentru 4 şi 6 poli. Forţa de desprindere s-a calculat cu un coeficient de siguranţă $k_s = 3$, iar inducţia magnetică din întrefier a fost admisă $B_0 = 1{,}25$ T. Din (1) a rezultat cu acestea, secţiunea activă necesară a polilor şi anume la 4 poli $S_{a4} = 0{,}061$ m^2, respectiv la 6 poli $S_{a6} = 0{,}04$ m^2. Cu relaţia (10) s-a calculat, la suprafaţa activă dată, dependenţa $\alpha_1 = f(\alpha_2)$ reprezentată în figura 7

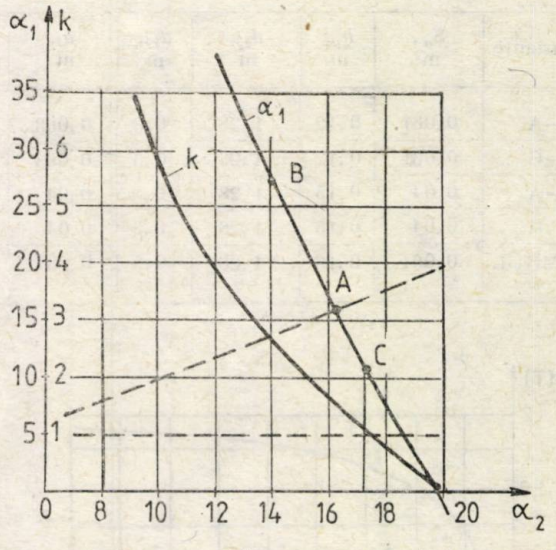


Fig. 7. Curbele caracteristice pentru un electromagnet cu $F_d = 15 \cdot 10^4$ N.

şi cu relaţia (9) variaţia coeficientului k funcţie de forma polului. Se observă că, efectul telescopic poate deveni foarte pronunţat la o formă neadecvată a polilor. Pe curba $\alpha_1 = f(\alpha_2)$ s-a notat punctul A în care polul are forma unui sector de coroană circulară concentrică cu ru-

loul, adică $\alpha_1 = \alpha_2 = 16°30'$ și la care $k \cong 1{,}75$, punctul B în care polul are pereții laterali paraleli, caz în care efectul telescopic devine foarte pronunțat $k \cong 2{,}6$ și punctul optim C în care $k \cong 1$ și la care corespund unghiurile $\alpha_1 = 12°$, $\alpha_2 = 17°$. Electromagnetul a fost proiectat în variantele corespunzătoare punctelor A și C. Rezultatele obținute sînt prezentate sintetic în tabelul 1, iar forma polilor respectiv a tălpii polare în figura .8

Pentru electromagnetul cu 6 poli au rezultat, pentru cazurile discutate anterior, următoarele valori ale unghiurilor : punctul A ; $\alpha_1 = \alpha_2 = 10°30'$, punctul B : $\alpha_1 \cong 17°30'$; $\alpha_2 = 9°$; punctul fără efect telescopic C : $\alpha_1 = 8°$; $\alpha_2 = 11°$.

Calculele de proiectare s-au efectuat în continuare după metoda descrisă în paragraful 3. Piesele feromagnetice ale electromagnetului vor fi executate din 0l—37, pentru care s-a ridicat

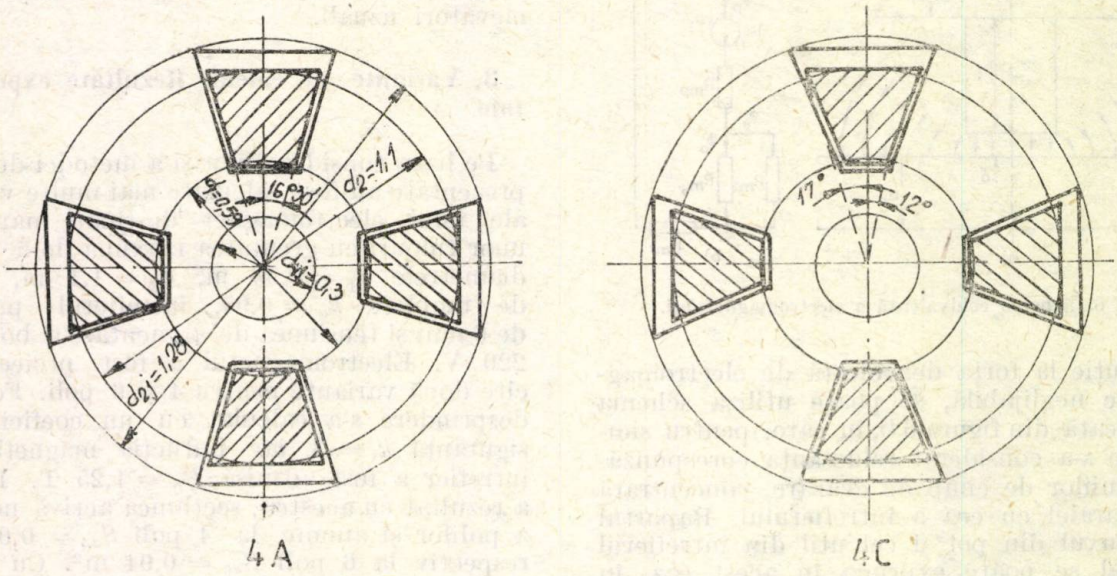


Fig. 8. Forma polilor la variantele cu $2p = 4$.

Tabelul 1

Variante	S_a, m²	h_p, m	d_{2j}, m	d_{1j}, m	a_j, m	N, sp/pol	S_c, mm²	IN, A	m_{Fe}, kg	m_{Al}, kg	I_n, A	P_n, kW
4—A	0,061	0,12	1,28	0,3	0,063	867	0,25×32	8330	838	101	17,74	2,80
4—C	0,061	0,12	1,28	0,3	0,063	798	0,4×22	8420	823	109	14,27	3,14
6—A	0,04	0,15	1,28	0,3	0,04	716	0,3×32	8249	667	121	15,3	3,36
6—C	0,04	0,15	1,28	0,3	0,04	696	0,4×25	8343	660	125	16,1	3,54
EMRUL	0,061	0,16	1,28	0,3	0,087	880	0,3×30	9416	1180	118	13,86	3,05

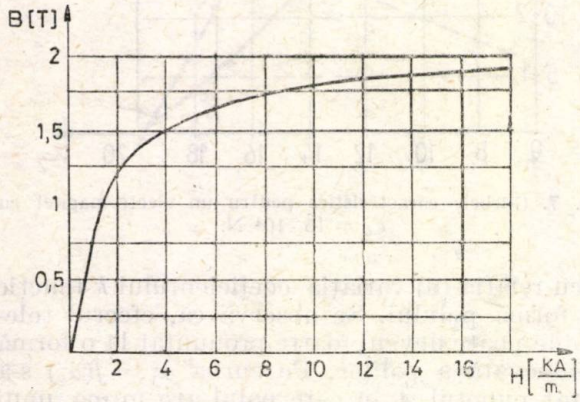


Fig. 9. Curba de magnetizare pentru OL37.

experimental curba de magnetizare, redată în figura 9. Valorile principalilor parametri sînt prezentate sintetic în tabelul 1.

Din analiza parametrilor rezultă, evident, că forma suprafeței active nu influențează practic parametrii nominali, fiind hotărîtoare doar în ceea ce privește repartiția forței specifice și, de asemenea, în limitarea volumului disponibil pentru bobine. După cum s-a arătat prin mărirea numărului de poli crește puterea consumată, la aceeași forță de desprindere, dar prinderea ruloului este mai stabilă și scade greutatea electromagnetului.

Pe baza rezultatelor obținute a fost definitivat și realizat proiectul pentru un electromagnet cu patru poli. Parametrii variantei

realizate „EMRUL" sînt prezentaţi, de asemenea, în tabelul 1. Pentru a reduce efectul telescopic s-a realizat electromagnetul cu jugul mai gros, unghiurile pentru suprafaţa activă fiind $\alpha_1 \cong \alpha_2 = 17°$. Deoarece s-a utilizat pentru înfăşurare banda de aluminiu standardizată existentă, de secţiune mai mare decît cea necesară, amperspirele realizate au rezultat mai mari. Măsurările experimentale efectuate au verificat foarte bine valorile calculate şi anume : supratemperatura, curentul la cald şi forţa de desprindere. Aceasta din urmă s-a măsurat pe standul de probă din figura 10.

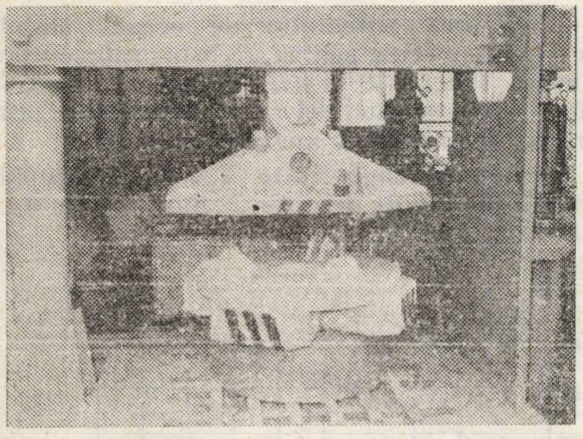


Fig. 10. Stand pentru încercarea electromagneţilor.

Curba de variaţie a forţei de desprindere măsurată funcţie de întrefier este reprezentată în figura 11. Forţa la întrefierul de 6 mm a rezultat ceva mai mare decît cea pentru care a fost proiectat electromagnetul ($F_d = 17 \cdot 10^4$N) deoarece după cum s-a arătat solenaţia realizată este mai mare decît cea rezultată din calcule.

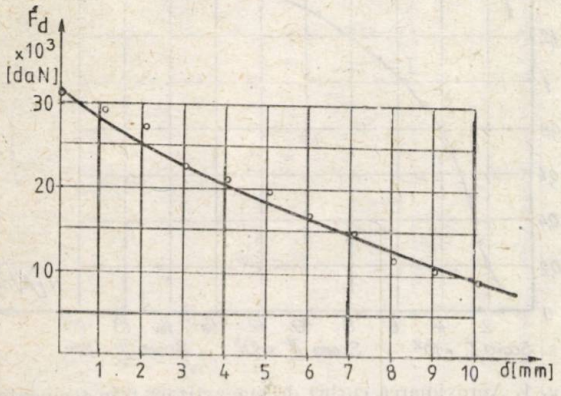


Fig. 11. Variaţia forţei de desprindere funcţie de întrefier.

Parametrii specifici ai electromagnetului realizat au valorile $k_f = F_d/P_n = 54{,}7$ N/W, respectiv $k_g = F_d/G = 12{,}86$, ambele foarte bune, comparativ chiar cu valorile de la formele uzuale de electromagneţi elevatori la care $k_f = (30 \div 83)$, iar $k_g = (10 \div 35)$. Se poate aprecia că performanţele electromagnetului sînt foarte bune, mai ales dacă se ţine seama că a fost proiectat pentru un întrefier mare, pentru a asigura o funcţionare sigură şi în cazul unor rulouri mai neuniform înfăşurate.

Concluzii

Electromagneţii elevatori destinaţi manevrării unor rulouri de benzi feromagnetice avînd o formă constructivă deosebită necesită criterii şi considerente specifice în proiectare. În urma unei analize amănunţite a particularităţilor şi a cerinţelor impuse a fost elaborată o metodă de calcul, care permite proiectarea unor electromagneţi cu parametri foarte buni. Rezultatele experimentale obţinute pe un electromagnet realizat pentru prima dată în ţară şi care urmează să fie folosit în exploatare, au corespuns foarte bine cu parametrii calculaţi.

Bibliografie

[1] *Liubcik, M. A.* Electromagneţi de curent continuu şi alternativ. Editura Tehnică, Bucureşti, 1963.

[2] *Horlopan, Gh.* Aparate electrice. Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1980.

[3] *Suciu, I.* Teoria electromagneţilor. Aparate de automatizare. Aparate de pornire şi reglare. Litografia IPT, 1968

[4] *Constantin, E., Constantin, Gh., Vetreş, I., Radu D.* Probleme specifice la calculul electromagneţilor elevatori. E.E.A. Electrotehnica vol. **32** (1984) nr. 4, p. 149—153.

[5] *Constantin, E., Constantin, Gh., Vetreş, I., Radu D.* Contribuţii la elaborarea unei metode de proiectare a electromagneţilor dreptunghiulari. CNEE, Craiova 1984, vol. **10**, p. 61—70.

CZ 621.318.3 ; 538.244.2 ; 538.26

ELECTROMAGNET DE CURENT CONTINUU
CÎMP MAGNETIC
CALCUL NUMERIC

Calculul cîmpului magnetic în circuite puternic neliniarea

SMARANDA NIȚU* — BUCUREȘTI

Introducere

Principial cunoscută, metoda de rezolvare a cîmpului magnetic, pe baza potențialului-vector, ridică o serie de probleme în cazul electromagneților ce funcționează în regim saturat.

Ecuațiile ce determină cîmpul magnetic staționar al unui electromagnet sînt cunoscute sub forma [1]:

$$\text{rot } \bar{H} = \bar{J}, \tag{1}$$

$$\text{div } \bar{B} = 0, \tag{2}$$

$$\bar{B} = \mu \bar{H}, \tag{3}$$

unde : H este intensitatea cîmpului magnetic ;
B — inducția cîmpului magnetic ;
J — densitatea de curent ;
μ — permeabilitatea materialului.

În rezolvarea problemei bidimensionale, cînd :

$$\bar{J} = \bar{J}_z = \bar{k}J, \tag{4}$$

este potrivită folosirea metodei potențialului vector $\bar{A}$, definit de :

$$\bar{B} = \text{rot } \bar{A}, \tag{5}$$

sau :

$$\bar{B} = \bar{B}_x + \bar{B}_y = \bar{i}\frac{dA_z}{dy} - \bar{j}\frac{dA_z}{dx}, \tag{6}$$

rezultă :

$$\bar{A} = \bar{A}_z = \bar{k}A. \tag{7}$$

Înlocuind (3) și (5) în (1), rezultă :

$$\text{rot}\left(\frac{1}{\mu}\text{rot } \bar{A}\right) = \bar{J}, \tag{8}$$

sau, sub formă integrală :

$$\oint_{\Gamma}\frac{1}{\mu}\text{rot } \bar{A}\,\overline{dl} = \int_{Sr}\bar{J}\,\overline{ds}. \tag{9}$$

Așadar, pentru determinarea cîmpului trebuie rezolvat sistemul integro-diferențial neliniar format din ecuațiile (3), (6), (9) și curba de magnetizare a materialului $B = f(H)$.

1. Algoritmul de calcul

Rezolvarea sistemului de ecuații stabilit se face numeric ; pentru aceasta trebuie aproximată funcția $B = f(H)$ și rescrise ecuațiile (6) și (9) astfel încît să poată fi rezolvate printr-una din metodele analizei numerice.

Curba de magnetizare a fost aproximată prin segmente de dreaptă pe intervale de $0{,}1T$ (fig. 1) [2].

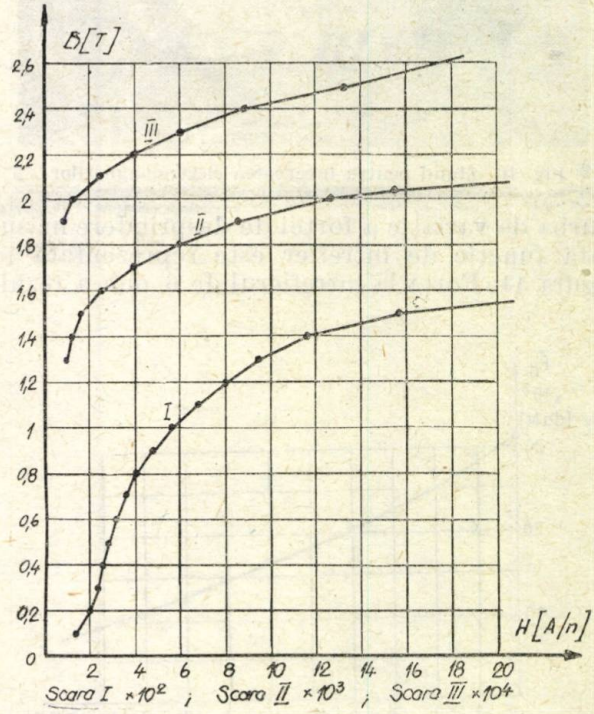


Fig. 1. Aproximarea curbei de magnetizare prin segmente de dreaptă.

Ecuațiile s-au rezolvat prin metoda diferențelor finite ; pentru aceasta s-a împărțit domeniul de calcul într-o rețea rectangulară cu ochiuri inegale ca în figura 2. Ochiurile rețelei sînt cu atît mai mari cu cît sînt mai departe de miezul de fier (F) și sursa de curent (B). În figura 3 se poate urmări modul de rescriere a ecuațiilor (6) și (9) pentru determinarea inducției $\bar{B}(I, K)$ în ochiul (I, K) și al potențialului vector $\bar{A}(I, K)$ în nodul (I, K). Componentele $\bar{B}_x$ și $\bar{B}_y$ se obțin prin medierea derivatelor

* Institutul Politehnic-București.

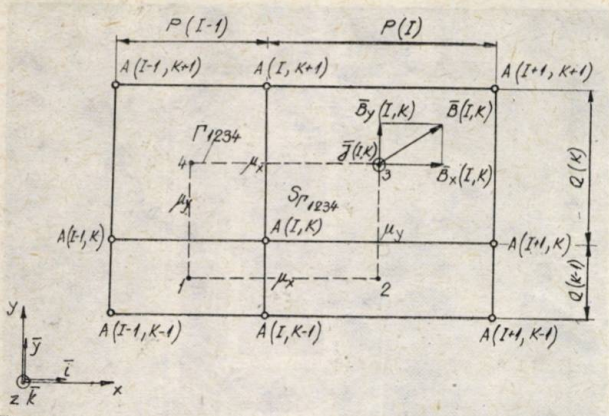


Fig. 2. Rețeaua de calcul: F — miez magnetic; B — bobina

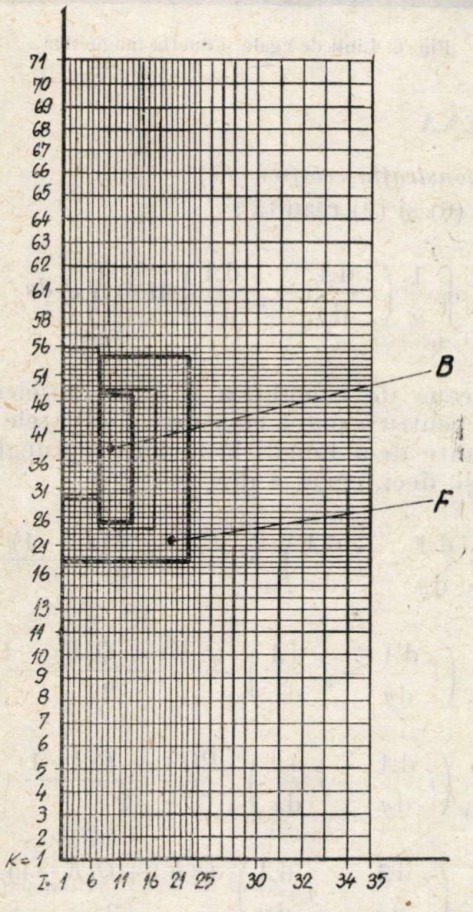


Fig. 3. Porțiune din rețeaua de calcul cu indicarea dimensiunilor ochiurilor și a mărimilor ce intervin.

scrise pentru cele patru noduri ale ochiului (I, K); rezultă [3]:

$$\vec{B}(I,K) = \vec{i}\,\frac{A(I,K+1) + A(I+1,K+1) - A(I,K) - A(I+1,K)}{2Q(K)} + \\ + \vec{j}\,\frac{A(I,K+1) + A(I,K) - A(I+1,K+1) - A(I+1,K)}{2\,P(I)}. \qquad (10)$$

Integralele din relația (9) se calculează pe dreptunghiul Γ_{1234} din figura 3 și rezultă:

$$A(I,K) = \frac{TA(I,K+1) + UA(I,K-1) + VA(I+1,K) + XA(I-1,K) + Z}{T+U+V+X}, \qquad (11)$$

cu demonstrația și notațiile din anexă.

Pe baza celor prezentate se poate întocmi algoritmul de calcul, ale cărui etape principale sînt următoarele:

1 — introducerea datelor:

— funcția de aproximare a curbei de magnetizare;

— repartiția densității de curent;

2 — stabilirea valorilor inițiale (pentru matricele $A(I, K)$, $\mu_x(I, K)$, $\mu_y(I, K)$ și a condițiilor la limită ($A = 0$ pe axele de simetrie și departe de sursă, unde cîmpul magnetic generat este practic nul);

— 3 calculul iterativ al potențialului-vector cu formula (11) în ipoteza:

$$\mu_x(I,K) = \mu_y(I,K) = \mu,$$

cu: $\mu = \mu_0$ în aer,

și: $\mu = \mu_{Fe} = \text{const}$ în fier;

4 — calculul repartiției reale a potențialului-vector, ținînd seama de variația permeabilității cu inducția, pe baza relațiilor (11), (10) și a curbei de magnetizare;

5 — trasarea liniilor de cîmp magnetic.

Matricele $\mu_x(I, K)$ și $\mu_y(I, K)$ s-au inițializat la fel, cu $\mu = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m în aer și $\mu = 1{,}4 \cdot 10^{-3}$ H/m în fier.

Matricea $A(I, K)$ s-a inițializat astfel:

$A = 0$, pentru $I = 1$ și I_{max}, sau $K = 1$ și K_{max};

$A = 10^{-3}$ T/m în fier;

$A = 10^{-4}$ T/m în fereastra electromagnetului;

$A = 10^{-6}$ T/m în exteriorul electromagnetului.

În etapa a treia se realizează o repartizare a influenței sursei de curent în tot domeniul, prin termenul Z din formula (11), menținînd T, U, V și X constanți. Dacă s-ar ataca direct etapa a patra, diferențele între două valori $A(I, K)$ succesive devin foarte mari, deoarece, pe lîngă influența sursei de curent, intervine faptul că, în regim saturat, o variație mică a inducției duce la variații mari ale permeabilității și deci ale termenilor T, U, V și X, ceea ce în final, determină divergența algoritmului.

În etapa a treia s-a lucrat cu un coeficient de suprarelaxare 1,7 și, după 100 iterații, s-a obținut o eroare maximă mai mică de 2,5%. În etapa a patra s-a calculat cu un coeficient de subrelaxare variabil între 0,3 și 0,6, funcție de poziția plonjorului și deci, de valoare maximă a inducției în miezul magnetic. Calculul s-a oprit la o eroare maximă inferioară lui $0{,}75^0/_{00}$.

2. Rezultate

Calculul s-a executat pentru opt poziții ale întrefierului. Spre exemplificare s-au prezentat rezultatele pentru întrefier 9,5 mm. Cu ajutorul spectrului cîmpului magnetic din figurile 4 și 5 se pot aprecia reluctanțele cores-

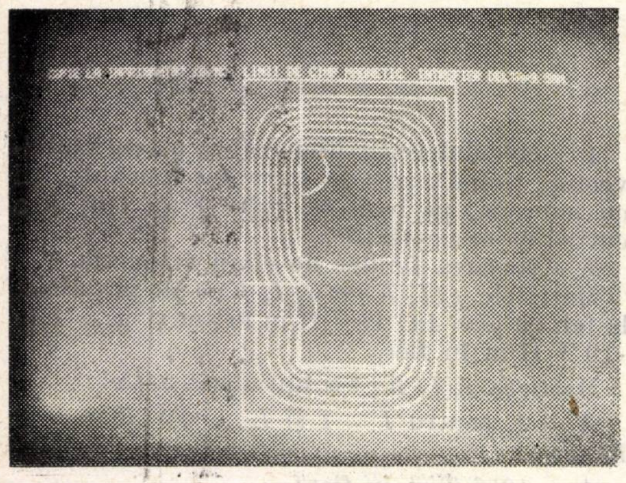


Fig. 4. Repartiția cîmpului magnetic în circuitul magnetic

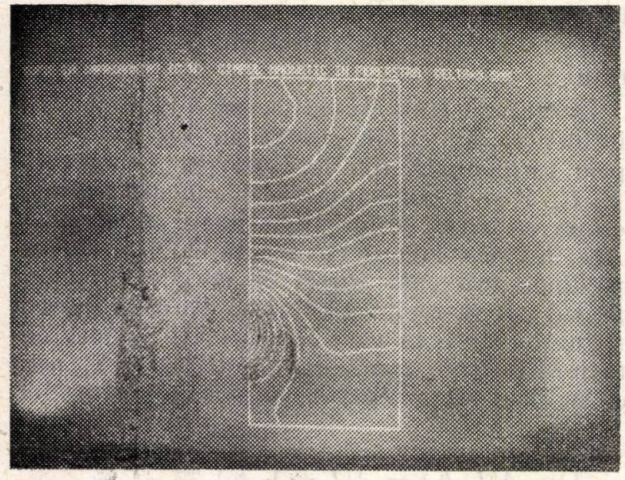


Fig. 5. Repartiția cîmpului magnetic în fereastra electromagnetului.

punzătoare fluxului de umflări și de dispersie; se poate întocmi o schemă magnetică echivalentă mult mai precisă. Liniile de egală inducție în figura 6 dau o imagine a repartiției cîmpului în secțiunea miezului de fier între $1T$ și valoarea maximă de 2,2 T.

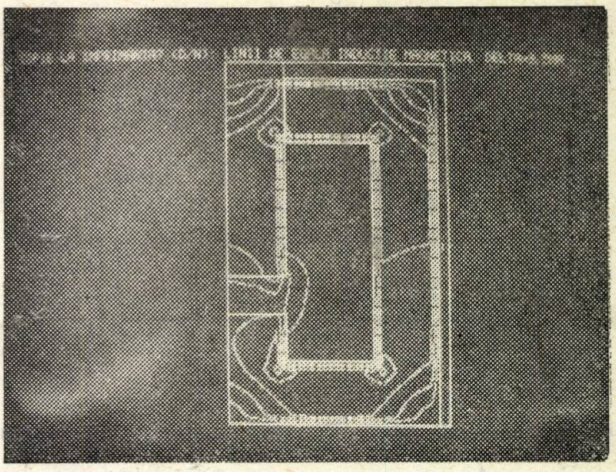


Fig. 6. Linii de egală inducția magnetică.

ANEXA

Demonstrația relației (11)

Din (6) și (9) rezultă :

$$\oint_{\Gamma_{1234}} \frac{1}{\mu}\left(\bar{i}\frac{\mathrm{d}A}{\mathrm{d}y} - \bar{j}\frac{\mathrm{d}A}{\mathrm{d}x}\right)\bar{\mathrm{d}l} = \int_{S_{1234}} \bar{J}\,\bar{ds}\cdot \quad \text{(A1)}$$

Rețeaua de calcul s-a stabilit suficient de densă pentru a putea considera derivatele lui A constante de-a lungul laturilor dreptunghiului Γ_{1234} și, deci, ecuația devine :

$$\frac{I}{\mu_{12}}\left(\bar{i}\frac{\mathrm{d}A}{\mathrm{d}y} - \bar{j}\frac{\mathrm{d}A}{\mathrm{d}x}\right)_{12}\cdot\frac{P(I)+P(I-1)}{2}\,\bar{i} +$$

$$+\frac{1}{\mu_{23}}\left(\bar{i}\frac{\mathrm{d}A}{\mathrm{d}y} - \bar{j}\frac{\mathrm{d}A}{\mathrm{d}x}\right)_{23}\frac{Q(K)+Q(K-1)}{2}\,j +$$

$$+\frac{1}{\mu_{34}}\left(\bar{i}\frac{\mathrm{d}A}{\mathrm{d}y} - \bar{j}\frac{\mathrm{d}A}{\mathrm{d}x}\right)_{34}\frac{P(I)+P(I-1)}{2}(-\bar{i}) + \quad \text{(A2)}$$

$$+\frac{1}{\mu_{41}}\left(\bar{i}\frac{\mathrm{d}A}{\mathrm{d}y} - \bar{j}\frac{\mathrm{d}A}{\mathrm{d}x}\right)_{41}\frac{Q(K)+Q(K-1)}{2}(-j) =$$

$$= \frac{1}{4}\,[J(I-1,K-1)P(I-1)Q(I-1) +$$

$$+ J(I,K-1)P(I)\,Q(K-1) +$$

$$+ J(I,K)(I)\,Q(K) + J(I-1,K)P(I-1) +$$

$$+ Q(K)].$$

În această relație $\mu_{m,n}$ sînt permeabilități medii între punctele m și n și s-au calculat ținînd

seama și de direcția de parcurgere a conturului Γ_{1234}, astfel :

$$\left.\begin{aligned}
&\frac{P(I)+P(I-1)}{\mu_{12}}=\frac{P(I)}{\mu_x(I,K-1)}+\\
&\quad+\frac{P(I-1)}{\mu_x(I-1,K-1)},\\
&\frac{Q(K)+Q(K-1)}{\mu_{23}}=\frac{Q(K)}{\mu_y(I,K)}+\\
&\quad+\frac{Q(K-1)}{\mu_y(I,K-1)},\\
&\frac{P(I)+P(I-1)}{\mu_{34}}=\frac{P(I)}{\mu_x(I,K)}+\\
&\quad+\frac{P(I-1)}{\mu_x(I-1,K)},\\
&\frac{Q(K)+Q(K-1)}{\mu_{41}}=\frac{Q(K)}{\mu_y(I-1,K)}+\\
&\quad+\frac{Q(K-1)}{\mu_y(I-1,K-1)}.
\end{aligned}\right\}\quad(A3)$$

Pentru calculul lui $\mu_x^{\bullet}$ și μ_y s-a folosit aceeași curbă de magnetizare, diferențele care există practic fiind mai mici de 10%.

Exprimînd derivatele în diferențe finite și înlocuind expresiile din (A3), relația (A2) devine :

$$\frac{1}{2}\cdot\frac{A(I,K)-A(I,K-1)}{Q(K-1)}\times$$

$$\times\left(\frac{P(I)}{\mu_x(I,K-1)}+\frac{P(I-1)}{\mu_x(I-1,K-1)}\right)-$$

$$-\frac{1}{2}\cdot\frac{A(I+1,K)-A(I,K)}{P(I)}\times$$

$$\times\left(\frac{Q(K)}{\mu_y(I,K)}+\frac{Q(K-1)}{\mu_y(I,K-1)}\right)-$$

$$-\frac{1}{2}\cdot\frac{A(I,K+1)-A(I,K)}{Q(K)}\times$$

$$\times\frac{P(I)}{\mu_x(I,K)}+\frac{P(I-1)}{\mu_x(I-1,K)}+$$

$$+\frac{1}{2}\frac{A(I,K)-A(I-1,K)}{P(I-1)}\times$$

$$\times\left(\frac{Q(K)}{\mu_y(I-1,K)}+\frac{Q(K-1)}{\mu_y(I-1,K-1)}\right)=$$

$$=\frac{1}{4}[J(I-1,K-1)P(I-1)Q(K-1)+$$

$$+J(I,K-1)P(I)Q(K-1)+$$

$$+J(I,K)P(I)Q(K)+J(I-1,K)P(I-1)$$

$$Q(K)],$$

sau :

$$[A(I,K)-A(I,K-1)]\cdot U+[A(I,K)-$$

$$-A(I+1,K)]\cdot V+[A(I,K)-A(I,K+1)]\cdot$$

$$\cdot T+[A(I,K)-A(I-1,K)]\cdot X=Z.$$

Prin compararea relațiilor (A4) și (A5) rezultă expresiile pentru T, U, V, X și Z. Din (A5) se obține imediat ecuația (11). În această formulă valorile $A(I-1,K)$ și $A(I,K-1)$ sînt cele deja calculate în cursul iterației curente, iar $A(I+1,K)$ și $A(I,K+1)$ sînt calculate la iterația anterioară.

Bibliografie

[1] *Mocanu, C. I.* Teoria cîmpului electromagnetic. E.D.P., București, 1981.

[2] *Sarma, M. S., Wilson J. C.* Accelerating the magnetic field iterative solutions. În : IEEE Transactions on Magnetics, vol. MAG **12**, No. 6, nov. 1976, p. 1042—1044.

[3] *Brice, C., Luther, H. A., Wilkes, J. O.* Applied numerical methods. New York, Wiley, 1969.

[4] *Aldefeld, B.* Numerical Calculation of Electromagnetic Actuators. In : Archiv für Elektrotechnik 61 (1979) p. 347—352.

CZ 621.3.013.1

CÎMP MAGNETIC STAȚIONAR
TENSIUNI MAXWELLIENE
METODA ELEMENTELOR FINITE

Aplicarea metodei elementelor finite la calculul forțelor în cîmp magnetic staționar

MIRCEA M. RĂDULESCU, IOAN-ADRIAN VIOREL*—CLUJ-NAPOCA

Introducere

Funcționarea dispozitivelor electrotehnice de tipul motoarelor liniare, electromagneților, sistemelor de levitație magnetică etc., se bazează pe forțele cu care cîmpul magnetic acționează asupra conductoarelor parcurse de curent electric și asupra corpurilor magnetizate. În practica inginerească, prezintă importanță determinarea cît mai exactă a *forței rezultante exercitate de cîmpul magnetic* asupra armăturii mobile (sau, în general, asupra unei anumite părți constructive) a acestor dispozitive electrotehnice.

Se consideră, astfel, un volum v_Σ mărginit de suprafața închisă Σ, în care cîmpul magnetic staționar coexistă cu un sistem de corpuri materiale. După cum este cunoscut [1], forța totală $\bar{F}_m$ exercitată de cîmpul magnetic asupra corpurilor rigide din v_Σ poate fi calculată ca integrala pe Σ a valorii vectoriale $\bar{T}_{mn}$ a tensorului stării fictive de tensiuni maxwelliene, adică:

$$\bar{F}_m = \int_\Sigma \bar{T}_{mn}\, d\Sigma . \qquad (1)$$

Dacă suprafața închisă Σ este situată în spațiul vid (condiție ușor de îndeplinit în dispozitivele electrotehnice anterior menționate, datorită prezenței întrefierului), atunci vectorul $\bar{T}_{mn}$ este cuprins în planul determinat de normala exterioară $\bar{n}_\Sigma$ la suprafața Σ și de inducția magnetică $\bar{B}$ în punctul curent și are expresia particulară [1—4]:

$$\bar{T}_{mn} = \nu_0(\bar{B}\cdot\bar{n}_\Sigma)\,\bar{B} - \frac{\nu_0}{2} B^2 \bar{n}_\Sigma , \qquad (2)$$

unde ν_0 reprezintă reluctivitatea vidului.

Calculul forței magnetice rezultante cu ajutorul tensiunilor maxwelliene, conform (1) și (2), prezintă următoarele avantaje practice [2—4]:

— presupune o singură integrare pe suprafața Σ, aleasă prin întrefier astfel încît să conțină în interiorul ei armătura mobilă (sau altă parte constructivă de interes) a dispozitivului electrotehnic studiat;

— nu necesită nici o ipoteză asupra naturii și distribuției densității de volum a forței magnetice în interiorul suprafeței Σ;

— pretinde analiza cîmpului magnetic staționar doar în scopul cunoașterii distribuției inducției magnetice pe suprafața Σ considerată;

— posibilitatea utilizării într-un singur calcul de cîmp a diferitelor suprafețe Σ de integrare, pentru determinarea aceleiași forțe magnetice totale, generează un criteriu simplu de apreciere a consistenței rezultatelor.

Trebuie totuși arătat că, dacă inducția magnetică $\bar{B}$, ce intervine în formula (2), nu este determinată exact, ci cu aproximație, de exemplu pe cale numerică prin metoda elementelor finite (MEF), atunci dispare independența rezultatelor de calcul față de alegerea suprafeței de integrare Σ. Mai mult, corespunzător MEF, găsirea suprafeței Σ optime din punct de vedere al soluției numerice devine dificilă odată cu creșterea complexității topologice a elementelor finite utilizate [4].

În lucrarea de față, calculul prin tensiuni maxwelliene al forței magnetice rezultante este încorporat în contextul MEF de analiză numerică a cîmpului magnetic staționar plan-paralel.

1. Particularitățile MEF de analiză numerică a cîmpului magnetic staționar plan-paralel

Majoritatea dispozitivelor electrotehnice, menționate anterior, prezintă simetrie de translație. Ca atare, problema concretă de calcul al cîmpului lor magnetic și al forței rezultante, exercitate de acesta asupra armăturii mobile (sau asupra altor părți constructive ale dispozitivelor), se poate admite din clasa de probleme de cîmp bidimensionale, plan-paralele.

Fie, astfel, în planul xOy, domeniul de cîmp magnetic staționar plan-paralel $\mathcal{D}$ limitat de curba-frontieră Γ, corespunzător unei secțiuni prin dispozitivul electrotehnic analizat. Mediul de cîmp din $\mathcal{D}$ se consideră neliniar, dar fără histerezis, ortotrop magnetic (cu axele principale de magnetizare coincidente cu axele de coordonate Ox, Oy), neomogen și magnetizat permanent. Mărimile de stare ale cîmpului magnetic staționar $\bar{H}$, $\bar{B}$ și inducția magnetică

* ing. *Rădulescu, M. M.* și dr. ing. *Viorel, I. A.* — Institutul Politehnic Cluj-Napoca.

remanentă $\bar{B}_r$ sînt independente de coordonata carteziană z, în vreme ce potențialul magnetic vector $\bar{A}$ și densitățile, volumică $\bar{J}$ și superficială $\bar{J}_S$, de curent de conducție posedă numai componente după axa Oz. Vectorii $\bar{J}$, $\bar{J}_S$ și $\bar{B}_r$ sînt funcții de sursă cu distribuție spațială dată în $\mathcal{D}$, iar termenii nenuli ν_x și ν_y din matricea-diagonală asociată tensorului reluctivității sînt, în cazul general, funcții cunoscute de punct și de componentele scalare locale B_x, respectiv B_y, ale inducției magnetice.

În ipotezele anterioare, problema de calcul al cîmpului magnetic, formulată variațional, revine la staționarizarea, în raport cu componenta scalară A_z de potențial magnetic vector, a funcționalei energetice [5]:

$$\mathcal{F}(A_z) = \iint_{\mathcal{D}} \left\{ \sum_{\lambda=x,y} \int_0^{B_\lambda} \nu_\lambda(B_\lambda, x, y)(B_\lambda - B_{r,\lambda})\, dB_\lambda - J_z A_z \right\} dx\, dy - \int_{\Gamma_N} f_N A_z d\Gamma_N - \int_S J_{S,z} A_z dS. \quad (3)$$

În forma completă a funcționalei de tip integral (3) sînt înglobate următoarele condiții generale la limită:

— condiția neomogenă de tip Neumann pe porțiunea Γ_N a curbei-frontieră Γ:

$$\nu_x\left(\frac{\partial A_z}{\partial y} - B_{r,x}\right)\cos(\bar{n}_\Gamma, \bar{u}_y) + \nu_y\left(\frac{\partial A_z}{\partial x} + B_{r,y}\right)\cos(\bar{n}_\Gamma, \bar{u}_x) = f_N(x, y), \quad (4)$$

cu $\bar{u}_x$, $\bar{u}_y$ versorii axelor de coordonate Ox, Oy și $\bar{n}_\Gamma$ versorul normalei exterioare la Γ;

— condițiile de interfață pe suprafețele fixe S de discontinuitate a domeniului de cîmp $\mathcal{D}$, considerate sedii ale unor pînze de curent de conducție cu densitatea $\bar{J}_S$:

$$\mathrm{rot}_S \bar{H} = \bar{J}_S = J_{S,z}\bar{u}_z, \quad (5)$$

$$\mathrm{div}_S \bar{B} = 0, \quad (6)$$

unde s-au introdus operatorii-rotor și divergență superficiali, relativ la S și unde $\bar{u}_z$ definește versorul axei Oz.

Condițiile la limită (4)—(6) sînt automat satisfăcute în procesul de staționarizare a funcționalei (3). Dimpotrivă, condiția de tip Dirichlet (omogenă sau neomogenă) pe restul $\Gamma - \Gamma_N$ al frontierei:

$$A_z\Big|_{\Gamma-\Gamma_N} = f_D(x, y) \text{ sau } 0, \quad (7)$$

este o condiție la limită esențială, adică soluția de potențial $A_z(x, y)$ care realizează valoarea staționară a funcționalei (3) trebuie căutată în clasa de funcții ce verifică relația (7).

Rezolvarea numerică prin MEF a problemei de calcul al cîmpului magnetic staționar plan-paralel, în formularea variațională anterioară, comportă trei etape principale [5].

În prima etapă, se discretizează domeniul de cîmp $\mathcal{D} \cup \Gamma$ în elemente finite triunghiulare de ordinul I, astfel încît:

— orice element finit e să reprezinte un triunghi închis și nedegenerat, definit prin vîrfurile sale indexate local cu i, j, k;

— fiecare latură a triunghiului generic e să coincidă cu latura unui triunghi adiacent al discretizării sau să aparțină frontierei Γ;

— interfețele mediului neomogen de cîmp să coincidă cu frontiere interelementale.

În etapa a doua, corespunzător triangulației adoptate pentru domeniul de cîmp $\mathcal{D} \cup \Gamma$ se consideră, la nivelul fiecărui element finit e, modelul de aproximare locală:

$$A_z^e(x, y) = \sum_i^k N_i^e(x, y)\, A_{z,i}^e, \quad (8)$$

$$B_x^e = \frac{\partial A_z^e}{\partial y} = \frac{1}{2\Delta^e}\sum_i^k c_i^e A_{z,i}^e = \text{const.}$$

$$B_y^e = -\frac{\partial A_z^e}{\partial x} = -\frac{1}{2\Delta^e}\sum_i^k b_i^e A_{z,i}^e = \text{const}, \quad (9)$$

unde sumarea $\sum_i^k$ se efectuează pentru vîrfurile i, j, k ale triunghiului elemental e, avînd coordonatele carteziene (x_i^e, y_i^e), (x_j^e, y_j^e), (x_k^e, y_k^e) și unde:

$$N_i^e(x, y) = \frac{1}{2\Delta^e}(a_i^e + b_i^e x + c_i^e y),\ i = i, j, k, \quad (10)$$

cu Δ^e aria triunghiului e, $a_i^e = x_j^e y_k^e - x_k^e y_j^e$, $b_i^e = y_j^e - y_k^e$, $c_i^e = x_k^e - x_j^e$ și analogele pentru j și k, obținute prin permutarea ciclică a indicilor i, j, k.

În etapa finală a MEF, ținînd seama că funcționala globală (3) a devenit, prin aproximarea (8), o funcție $\tilde{F}$ de valorile necunoscute $A_{z,i}$, $i = \overline{1, n}$, ale potențialului magnetic-vector în cele n noduri ale triangulației, staționarizarea ei conduce la sistemul algebric neliniar global [5, 6, 7]:

$$\frac{\partial F}{\partial A_z} \simeq \frac{\partial \tilde{F}}{\partial A_{z,i}} = A_{z,i}\sum_e K_{ii}^e + \sum_e \sum_{\lambda=j,k} K_{i\lambda}^e A_{z,\lambda}^e + \sum_e G_i^e = 0,\ i = \overline{1, n}, \quad (11)$$

unde :

$$K^e_{ii} = \frac{1}{4\Delta^e}(\nu^e_x c^e_i c^e_i + \nu^e_y b^e_i b^e), \quad (12)$$

$$K^e_{i\lambda} = \frac{1}{4\Delta^e}(\nu^e_x c^e_i c^e_\lambda + \nu^e_y b^e_i b^e_\lambda), \ \lambda = j, k, \quad (13)$$

$$G^e_i = -\frac{1}{3}\Delta^e J^e_z + \frac{1}{2}(b^e_i \nu^e_y B^e_{r,y} - c^e_i \nu^e_x B^e_{r,x}) + g^e_i . \quad (14)$$

La scrierea relației (11), s-au considerat $\nu^e_\lambda(B^e_\lambda) = \nu^e_\lambda = \text{const}$, $\lambda = x, y$, adică, invariabile cu poziția în interiorul triunghiului e, $J^e_z = \text{const}$. și g^e_i termenul liber, corespunzător condițiilor la limită neomogene, pentru un element e cu cel puțin o latură coincidentă cu frontiera Γ sau o interfață S. De asemenea, numerotările globală ($i = \overline{1, n}$) și locală (i, j, k) se corespund în (11) relativ la nodul curent „i" ($A_{z,i} = A^e_{z,i}$) sau, altfel spus, nodul triangulației indexat global cu „i" constituie, totodată, vîrful cu indexarea locală i în fiecare din triunghiurile sumei $\sum_e$, interconectate în acest vîrf.

Rezolvînd printr-o metodă iterativă [5] sistemul global neliniar (11), se obțin valorile nodale $A_{z,i}$, $i = \overline{1, n}$, ale soluției aproximative de potențial pentru problema de analiză a cîmpului magnetic staționar plan-paralel.

2. Calculul în cadrul MEF al forței rezultante în cîmp magnetic staționar plan-paralel

În cazul considerat al cîmpului magnetic staționar plan-paralel, suprafața închisă Σ din (1) degenerează într-o curbă de integrare Σ, iar forța magnetică totală $\bar{F}_m$ definește, în fapt, o forță specifică (pe unitatea de lungime) $\bar{f}_m$.

Conturul de integrare Σ, din domeniul de cîmp $\mathcal{D} \cup \Gamma$ al secțiunii prin dispozitvul electrotehnic analizat, trebuie să treacă numai prin întrefier și să includă în interiorul său regiunea din $\mathcal{D} \cup \Gamma$ aparținînd armăturii mobile (sau altei părți constructive de interes) a dispozitvului. Mai mult, dată fiind aproximarea locală (8)—(9) adoptată în cadrul MEF, conturul Σ optim trebuie să fie o curbă medie pentru triunghiurile rețelei de discretizare a întrefierului [2, 4]. Apare justificată, așadar, alegerea conturului de integrare Σ ca reuniunea segmentelor de dreaptă ce leagă mijloacele laturilor triunghiurilor de discretizare a zonei de întrefier din domeniul $\mathcal{D} \cup \Gamma$ (fig. 1).

Pentru forța totală specifică $\bar{f}_m$ în cîmp magnetic staționar plan-paralel rezultă expresia de calcul în cadrul MEF :

$$\bar{f}_m = \sum_{e=1}^{N} \bar{f}^e_m, \quad (15)$$

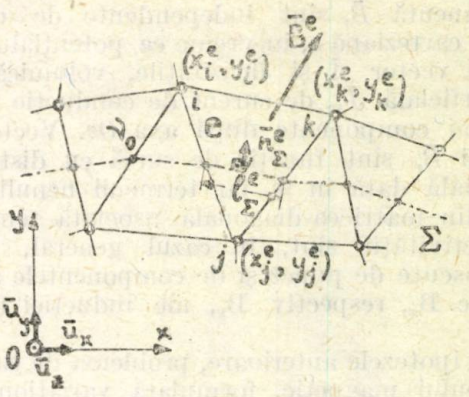


Fig. 1. Conturul de integrare Σ pentru calculul în cadrul MEF al forței totale specifice în cîmp magnetic staționar plan-paralel.

sau în modul :

$$f_m = |\bar{f}_m| = \left[\left(\sum_{e=1}^{N} f^e_{m,x}\right)^2 + \left(\sum_{e=1}^{N} f^e_{m,y}\right)^2\right]^{1/2}, \quad (16)$$

unde $\bar{f}^e_m = f^e_{m,x}\bar{u}_x + f^e_{m,y}\bar{u}_y$ reprezintă contribuția elementului triunghiular e din întrefier la forța magnetică totală specifică și unde sumarea se efectuează asupra celor N elemente de discretizare a întrefierului, traversate de conturul de integrare Σ.

Din relațiile (1), (2), (15) și (16) se obține :

$$\bar{f}^e_m = \nu_0 l^e_\Sigma\left[\bar{B}^e(\bar{n}^e_\Sigma \cdot \bar{B}^e) - \frac{1}{2}(B^e)^2 \bar{n}^e_\Sigma\right], \quad (17)$$

sau pe componente scalare :

$$f^e_{m,x} = \nu_0 l^e_\Sigma\left\{\frac{1}{2} n^e_{\Sigma,x}[(B^e_x)^2 - (B^e_y)^2] + n^e_{\Sigma,y} B^e_x B^e_y\right\}, \quad (18)$$

$$f^e_{m,y} = \nu_0 l^e_\Sigma\left\{\frac{1}{2} n^e_{\Sigma,y}[(B^e_y)^2 - (B^e_x)^2] + n^e_{\Sigma,x} B^e_x B^e_y\right\}, \quad (19)$$

unde inducțiile magnetice elementale B^e_x, B^e_y se calculează, în funcție de valorile nodale ale soluției de potențial, în baza relației (9) ; l^e_Σ este lungimea segmentului din conturul de integrare Σ, corespunzător elementului triunghiular e ; iar $\bar{n}^e_\Sigma = n^e_{\Sigma,x}\bar{u}_x + n^e_{\Sigma,y}\bar{u}_y$ este versorul normalei la acest segment elemental (fig. 1). Concret, pentru elementul triunghiular e din figura 1, relațiile anterioare (18) și (19) se explicitează astfel :

$$f^e_{m,x} = \frac{\nu_0}{4}\{(y^e_i - y^e_k)[(B^e_x)^2 - (B^e_y)^2] + 2(x^e_k - x^e_i) B^e_x B^e_y\}, \quad (20)$$

$$f^e_{m,y} = \frac{\nu_0}{4}\{(x^e_k - x^e_i)\,[(B^e_y)^2 - (B^e_x)^2] + 2(y^e_i - y^e_k)B^e_x B^e_y\}. \quad (21)$$

Expresiile (9), (11)—(14), (16), (18) și (19) permit definirea următorului algoritm de calcul, în cadrul MEF, al forței rezultante specifice în cîmp magnetic staționar plan-paralel:

— prin rezolvarea sistemului algebric global (11)—(14), se determină soluția de potențial magnetic vector, pentru problema de cîmp magnetic staționar plan-paralel, în nodurile triangulației domeniului bidimensional $\mathcal{D} \cup \Gamma$;

— se delimitează regiunea din $\mathcal{D} \cup \Gamma$, corespunzătoare armăturii mobile (sau altei părți constructive de interes) a dispozitivului electrotehnic analizat, asupra căreia cîmpul magnetic staționar exercită forța rezultantă ce urmează a fi calculată;

— se alege conturul de integrare Σ în $\mathcal{D} \cup \Gamma$, astfel încît să treacă numai prin întrefier și să includă în interiorul său regiunea din $\mathcal{D} \cup \Gamma$, ce interesează din punct de vedere al calculului forței rezultante specifice;

— se identifică cele N elemente finite triunghiulare ale rețelei de discretizare a întrefierului, traversate de conturul de integrare Σ prin mijloacele laturilor lor;

— se determină, conform (9), componentele scalare B^e_x, B^e_y ale inducției magnetice în cele N triunghiuri din întrefier;

— se evaluează, în baza relațiilor (18) și (19), contribuțiile de forță specifică $f^e_{m,x}$ și $f^e_{m,y}$, corespunzătoare celor N elemente triunghiulare;

— se calculează, conform (16), valoarea forței rezultante specifice exercitate de cîmpul magnetic staționar plan-paralel asupra regiunii de interes din domeniul bidimensional $\mathcal{D} \cup \Gamma$.

3. Aplicație numerică

În figura 2, se consideră domeniul de cîmp $\mathcal{D} \cup \Gamma$, corespunzător secțiunii printr-un micromotor liniar pas-cu-pas, cu magnet permanent și reluctanță variabilă. Se evidențiază subdomeniul de cîmp al armăturii inductoare mobile, cu regiunea 1, a magnetului anizotrop de ferită, intercalată între două perechi de poli lamelați 2, prevăzute fiecare cu cîte o bobină de excitație 3. Armătura fixă a indusului delimitează, la rîndul ei, în domeniul $\mathcal{D} \cup \Gamma$, zona feromagnetică 4, danturată identic cu polii inductori. În sfîrșit, regiunea întrefierului neuniform 5 și cea a carcasei nemagnetice 6 ocupă restul domeniului neomogen $\mathcal{D} \cup \Gamma$.

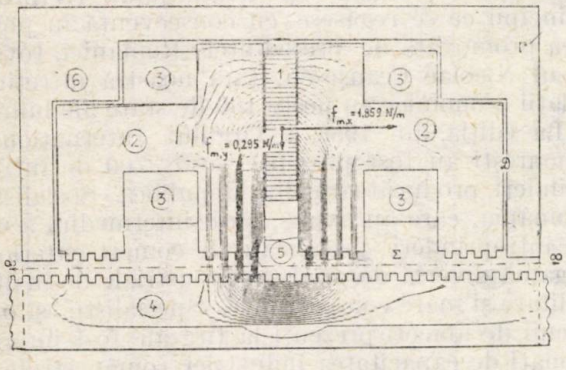


Fig. 2. Spectrul liniilor inducției magnetice și componentele scalare ale forței rezultante specifice în cîmpul magnetic staționar plan-paralel din secțiunea unui micromotor liniar pas cu pas cu magnet permanent și reluctanță variabilă.

După cum se poate observa din figura 2, s-a admis o poziție oarecare a armăturii inductoare mobile, în care bobinele de excitație nu sînt alimentate, iar tensiunea magnetomotoare dată de magnetul permanent nu se împarte în mod egal între cele două semiinductoare. Se pune problema determinării, în această situație, a forței rezultante exercitate asupra armăturii mobile de cîmpul magnetic staționar, produs de magnetul de ferită.

Datorită simetriei cîmpului magnetic pe lățimea micromotorului, s-a putut considera problema plan-paralelă, în domeniul $\mathcal{D} \cup \Gamma$ din figura 2. Corespunzător MEF, s-a generat automat, prin program, o rețea de discretizare a domeniului de cîmp $\mathcal{D} \cup \Gamma$, constituită din 3 441 elemente triunghiulare de ordinul I, interconectate în 1 818 noduri interioare și de frontieră. Magnetului anizotrop de ferită de bariu i s-a aplicat modelul bidimensional propus în [6, 7], admițîndu-se direcția de magnetizare ușoară coincidentă cu axa Ox. Curbele de magnetizare pentru miezurile feromagnetice ale inductorului și indusului s-au presupus univoce și s-au aproximat prin interpolare spline cubică [5]. Pe frontiera Γ a domeniului de cîmp s-a prescris numai condiția omogenă de tip Dirichlet ($A_z = 0$), în concordanță cu ipoteza cîmpului magnetic neglijabil în exteriorul micromotorului.

Problema neliniară de cîmp magnetic staționar plan-paralel, formulată variațional, a fost rezolvată numeric prin MEF, conform algoritmului (8)—(14). Implementarea acestuia în limbaj Fortran a generat un pachet modular de programe, rulate pe calculatorul Felix C-1024. Necesarul de memorie, de peste 800 kocteți, a fost satisfăcut prin crearea de fișiere în acces direct pe o unitate de discuri magnetice. Soluția de potențial magnetic vector în nodurile triangulației domeniului de cîmp $\mathcal{D} \cup \Gamma$ a atins o convergență satisfăcătoare după 120 de iterații de calcul. Spectrul corespunzător al liniilor de inducție magnetică ($A_z = \text{const}$) a fost trasat, prin intermediul unui program în limbaj Basic la plotterul calculatorului Wang 2200 VP (fig. 2).

În baza rezultatelor analizei prin MEF a cîmpului magnetic staționar plan-paralel pro-

dus de magnetul permanent în domeniul $\mathcal{D} \cup \Gamma$, s-a efectuat, în continuare, calculul forței rezultante specifice exercitate de acest cîmp asupra regiunii din $\mathcal{D} \cup \Gamma$ corespunzătoare armăturii inductoare mobile. Conturul de integrare Σ, ce trebuie să înconjoare regiunea de interes din $\mathcal{D} \cup \Gamma$, s-a limitat la triunghiurile de discretizare a fișiei de întrefier 5, întrucît în exteriorul domeniului $\mathcal{D} \cup \Gamma$ cîmpul magnetic s-a admis neglijabil (fig. 2). Cu algoritmul de calcul prezentat în paragraful anterior, s-au obținut pentru componentele scalare ale forței magnetice rezultante pe unitatea de lungime valorile $f_{m,x} = 1{,}859$ N/m și $f_{m,y} = 0{,}295$ N/m. Corespunzător, pentru forța totală exercitată de cîmpul magnetic staționar creat de magnetul de ferită asupra întregii armături mobile a rezultat valoarea $F_m = 0{,}075$ N, evident, insuficientă pentru a permite deplasarea armăturii. S-a justificat, astfel, necesitatea excitației hibride a micromotorului, prin alimentarea, într-o secvență adecvată, a bobinelor de pe polii inductori. Considerînd o densitate de curent de 5 A/mm^2 într-una din bobinele de excitație, un calcul analog celui precedent a condus la valoarea de forță magnetică rezultantă $F_m = 4{,}6$ N, deja suficientă pentru efectuarea de către micromotor a deplasării (pasului) spre o poziție de reluctanță minimă.

4. Concluzii

Subiectul acestei lucrări a fost generat de necesitatea exploatării rezultatului brut al analizei numerice prin MEF a cîmpului magnetic staționar, în scopul evaluării unor mărimi globale (fluxuri, forțe, cupluri, pierderi etc.), cu semnificație directă în practica inginerească.

În lucrare s-a descris modul de încorporare în contextul metodei elementelor finite triunghiulare de ordinul I a algoritmului de calcul, prin tensiuni maxwelliene, al forței rezultante specifice în cîmp magnetic staționar plan-paralel. Extinderea algoritmului prezentat la probleme de cîmp tridimensionale, formulate variațional și rezolvate numeric prin metoda elementelor finite tetraedrice de ordinul I, se poate face fără dificultate.

Bibliografie

[1] *Mocanu, C. I.* Teoria cîmpului electromagnetic. București, E.D.P., 1981.

[2] *Reichert, K., Freundl, H., Vogt, W.* The calculation of forces and torques within numerical field calculation methods, Proceedings of the COMPUMAG Conference, Oxford, 1976, p. 64—73.

[3] *Aldefeld, B.* Forces in electromagnetic devices, Communications Proceedings of the COMPUMAG Conference, Grenoble, 1978, p. 8.1/1—10.

[4] *Coulomb, J.-L.* Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1981.

[5] *Mîndru, Gh., Rădulescu, M. M.* Analiza numerică a cîmpului electromagnetic, Cluj-Napoca, Ed. Dacia, 1986.

[6] *Rădulescu, M. M., Viorel, I. A., Biró, K., Iancu, V.* Permanent magnet modelling in finite-element field analysis of electrical machines. În: Buletinul științific al Institutului politehnic Cluj-Napoca, seria Electrotehnică, Energetică. Informatică, vol. **26**, 1983, p. 49—54.

[7] *Rădulescu, M. M., Viorel, I. A., Biró, K., Iancu, V.* Two-dimensional finite element modelling of anisotropic ferrite magnet machines. COMPUMAG Conference, Fort Collins, 1985, Paper 3—5.

Manifestări tehnico-științifice

Tîrgul Internațional București — 1986 — prezențe românești

Luna octombrie a anului 1986 a fost bogată în manifestări tehnico-științifice pe plan național și internațional.

În această lună Bucureștiul a găzduit cea de a XII-a ediție a Tîrgului Internațional București — manifestare de înalt prestigiu, ilustrat, în 1986, de prezența a 490 de firme importante din 36 de țări.

Desfășurată sub deviza, denumită tradițional „Comerț, cooperare, dezvoltare, pace" ediția a XII-a a tîrgului evidențiază dorința nestrămutată a României de a-și extinde conlucrarea pe tărîm economic cu alte țări, de a întări legăturile pe prietenie ce o leagă de acestea — componente importante ale politicii sale pusă necontenit în slujba păcii și securității, înțelegerii și colaborării dintre națiuni.

Dezvoltarea în ritm susținut a economiei noastre naționale, diversificarea structurii industriale, introducerea în fabricație a tehnologiilor moderne, creează condiții tot mai favorabile participării României la circuitul mondial de valori.

Prin gama largă a ofertei pe care a prezentat-o la TIB —'86, prin produsele de înaltă calitate, cu parametri tehnici la nivelul tehnicii mondiale, prin politica de pace și cooperare cu toate statele lumii, pe baza principiilor bine cunoscute ale respectării independenței naționale, egalității în drepturi și avantajului reciproc, principii ce se regăsesc cu consecvență în politica promovată de președintele României, tovarășul Nicolae Ceaușescu, țara noastră întreține relații economice cu peste 150 de state ale lumii.

La ediția din 1986 a Tîrgului Internațional București au fost prezente peste 700 de întreprinderi producătoare din Republica Socialistă România, care au expus, prin intermediul a 44 de întreprinderi specializate de comerț exterior, o gamă diversă de produse industriale de înaltă calitate și mare complexitate. Specialiștii și oamenii de afaceri prezenți la tîrg au fost impresionați de capacitatea industriei românești de a se dezvolta rapid și de a se adapta operativ la tendințele în continuă schimbare, manifestate pe piața externă.

Puternica angajare a economiei noastre naționale în ampla acțiune de modernizare se sprijină pe aportul cercetării științifice românești. Girul înaltei competențe cu care știința românească contribuie la dezvoltarea și progresul necontenit al economiei naționale poartă amprenta activității neobosite de conducere și îndrumare a cercetării științifice și ingineriei tehnologice de către tovarășa academician doctor inginer Elena Ceaușescu.

Ca urmare a acestei activități de cercetare științifică, la TIB 1986 o pondere importantă au avut-o mașinile-unelte de mare precizie, celulele flexibile, roboții industriali — produse ce încorporează valoarea ideii originale, asigură implementarea tehnicilor de vîrf în procesul de producție a mașinilor pentru prelucrarea metalelor din actuala generație.

Au reținut atenția vizitatorilor agregatele pentru tehnologii în vid, laserele cu destinație specială sau medicală, centrele de prelucrare verticală.

Un loc aparte l-au ocupat produsele destinate automatizării proceselor de fabricație în sectoare prioritare ale economiei naționale — energetica, mineritul, petrochimia, metalurgia, energetica nucleară și alte domenii — realizate la parametrii tehnico-funcționali care le fac competitive cu produse similare fabricate pe plan mondial.

Un stand special a prezentat produse reprezentative ale industriei de mecanică fină și optică : ceasornice, microscoape, aparate foto și de proiecție, aparate de măsură și control perfecționate.

Industria tehnicii de calcul și automatizării proceselor de producție a fost prezentă cu produse de nivel tehnic și parametri tehnico-funcționali înalți, calități datorită cărora sînt solicitate tot mai mult la export. Printre acestea s-a aflat o largă gamă de mini și microcalculatoare de medie putere, display-uri alfa-numerice echipamente periferice și de transmitere a datelor, traductoare pneumatice și altele care demonstrează creșterea rapidă a gradului de utilizare a tehnicii de calcul în : proiectare, dirijarea proceselor industriale, gestiune economică, conducerea mașinilor-unelte. S-au remarcat mașinile de afișare a cotei în trei coordonate, sistemul de testare robotizat, aparatul pentru afișaj de proces pe display.

Într-o largă diversitate au fost expuse echipamente pentru telecomunicații, aparate telefonice, centrale automate.

În standurile industriei electrotehnice s-au evidențiat, printre altele, bunurile de larg consum electronice, echipamentele audio de înaltă fidelitate, incintele acustice, televizoarele alb-negru și color, radioreceptoarele portabile și staționare.

Varietatea mare de produse noi, prezentate la TIB'86, întrunind caracteristici superioare în planul calității și fiabilității, cu un design modern, evidențiază încă o dată efortul specialiștilor din unitățile de cerectare și producție pentru ridicarea permanentă a nivelului tehnic și calitativ al produselor realizate.

Tîrgul Internațional de Construcții Mecanice — Brno 1986

Cea de a 28-a ediție a Tîrgului Internațional de Construcții Mecanice de la Brno a avut loc în luna septembrie a anului 1986, reunind 2 547 expozanți veniți din 31 de țări și teritorii.

Expozanții străini au ocupat 66 mii m^2 din suprafața totală a parcului expozițional de la Brno.

Orientarea tematică a tîrgului către electronizarea industriei mecanice a făcut ca un mare număr de expozanți naționali și străini să expună cele mai avansate produse din toate sectoarele de activitate. Tîrgul a demonstrat ritmul crescînd al inovațiilor, îmbunătățirea indicilor de utilizare și aplicare a tehnologiilor noi de producție, ca și dezvoltarea schimburilor internaționale, tendințe ce se manifestă cu pregnanță în sectoarele care determină nivelul tehnic și productivitatea tehnologiilor de fabricație a mijloacelor de producție.

Produsele cehoslovace expuse demonstrează eforturile intense ale fabricanților, care utilizează electronica în toate sectoarele industriei mecanice. Ele marchează tendințele moderne ale muncii tehnice a creatorilor din centrele de cercetare cehoslovace, aptitudinile lor de a susține dezvoltarea tehnică pe plan mondial și de a pune în aplicare concepții originale.

Edificatoare este compararea produselor cehoslovace cu produsele străine de concepție avansată, în care este încorporată organic electronica, ceea ce influențează sensibil randamentul și fiabilitatea mașinilor și utilajelor.

La această confruntare din cadrul celei de a 28-a ediții a Tîrgului de Construcții Mecanice de la Brno au fost distinse cu medalia de aur 219 produse, printre care și produse cehoslovace în domeniile electrotehnicii, electronicii, mașinilor-unelte și altele.

În cele ce urmează se vor prezenta cele mai edificatoare produse deținătoare ale acestei distincții.

Mașină automată de metalizare tip 30 — construită de TST Kovofiniś Ledeč și exportată de Strojimport — Praga. Este vorba de o construcție modulară care permite edificarea sistemelor flexibile cu comandă electronică a procedeelor galvanice de metalizare. La aceasta se pot adapta plăcuțe de circuite integrate. Această mașină asigură o tehnologie avansată la utilizator. Între alte avantaje se înscriu : o calitate superioară a acoperirii, service perfect din punct de vedere ecologic, fiabilitate în condiții dificile.

Instalație tehnologică robotizată cu rectificare în centre BHE 872 CNC și manipulator AM 20, construită de TST, TOS Hostivař în cooperare cu VÚCOV Prešov și exportată de Strojimport-Praga.

Este o instalație de construcție absolut nouă, unică în genul său în cadrul țărilor membre ale CAER. Ea se poate încorpora într-o linie automată pentru fabricarea arborilor cu bride. Instalația este comandată cu ajutorul sistemului italian Marpos CNC 14, manipulatorul, cu o capacitate portantă de 2×20 kg, este comandat de sistemul Tesla NS 880. În ciclul de funcționare automată ea permite măsurarea și controlul automate ale procedeului de rectificare, cu precizia IT 5.

Instalație tehnologică robotizată cu ferăstrău automat PKA 20 TP — constructor TOS Varnsdorf, exportator Strojimport-Praga.

Această instalație tehnologică permite tăierea produselor metalurgice cu ajutorul unui ferăstrău circular; manevrarea materialelor este automatizată. Robotul depune matrițele în paletele executate înainte. Toate funcțiile instalației sînt comandate cu sistemul General Electric a cărui memorie poate conține aproximativ 500 de doze.

Instalație tehnologică SPS 2/25 CNC cu robot M 10 9 este o instalație-robot automatizată — rezultatul unei colaborări între întreprinderi cehoslovace și străine, grupate în asociația științifică și tehnică ROBOT.

Minicalculator SM 52/12 A 32 bit — constructor : Banska Bystrica ; expozant : Kovo-Praga.

Este un minicalculator de concepție complet nouă, capabil să comande mai ansamble tehnologice, ca și sisteme de comandă automată a întreprinderilor. Minicalculatorul este prevăzut pentru executarea automată a proiectelor. Din punct de vedere al concepției se prezintă ca un microcalculator de 16 bit de ieșire, ceea ce-i dă posibilitatea de a utiliza toate dispozitivele adiționale și modulele ordinatoarelor cu care este compatibil. Minicalculatorul este echipat cu un sistem puternic de diagnostic.

Rețea — unitate de comandă unitară pentru procedee tehnologice — constructor : Tesla Kolin ; expozant : Strojimport-Praga.

Aceasta dă posibilitatea creării unor sisteme flexibile pentru comanda liniilor mari de fabricație și de asamblare sau a instalațiilor tehnologice, de exemplu, în industria chimică utilizînd sisteme automate programabile NS 900, NS 905, NS 915 care sînt conectate la sistemul central de diagnostic și de control NS 930. Logicielele complementare pentru NS 930 permit obținerea de informații asupra producției.

Spectrometre modulare automate NMR80 MHz TESLA BS 587 — constructor ; Tesla-Brno ; expozant Kovo-Praga.

Acest spectrometru este construit pentru analiza chimică sau fizică nedistructivă a materialelor, în medicină, industria farmaceutică, agronomie, microelectronică etc. Oportunitatea lui este relevată de o multitudine de invenții. Avanajele care îl impun ca apt în domeniile amintite constau în manevrabilitatea ușoară, siguranță în funcționare și un nivel superior de design. Cehoslovacia este unicul constructor de spectrometre din cadrul țărilor membre ale CAER și care aplică principiul rezonanței magnetice nucleare.

Turbina de expansiune cu heliu criogenic X-202 — constructor : Prvni brnéská strojirna — Brno ; expozant : Škoda — Plzen.

Turbinele din această categorie fac parte din sistemele de refrigerare cu magneți supraconductivi cu ajutorul heliului lichid, de exemplu, în tomografii funcționează la temperaturi apropiate de zero absolut. Rotorul turbinei (cu viteze de 216 000 rot/min) este montat pe lagăre cu gaz prin care circulă heliul ; puterea sa fiind estompată de frîne electrice turbionare în locul compresoarelor obișnuite, acestea conferă turbinei o vastă aplicabilitate.

Mecanism de acționare electrică reglabil, de mare viteză, de 25 MW — constructor : ČKD — Praga ; expozant : Pragoinvest-Praga.

Este unul din cele mai mari mecanisme de acest gen, prevăzut pentru a acționa compresoarele gazoductelor de tranzit. El constă dintr-un electromotor, un convertizor dublu de frecvență de înaltă tensiune și un transformator cu multe înfășurări, fiind unic în țările membre ale CAER.

Turbocompresor K 36 — 3772 U/35,22 JAMZ — constructor : Ceska Zavodu motocyklove Strakonice ; expozant : Motokov-Praga.

Turbocompresorul este prevăzut pentru motorul Škoda-LIAZ și JAMZ 138 F și 238 P. El este verificat la gaze de eșapament de 750° C și viteza rotorului la maximum 90 000 rot/min. Acest turbocompresor a făcut față cu succes testelor severe și în ceea ce privește puterea motoarelor, reducerea consumului de carburanți și diminuarea zgomotului motoarelor.

Evident, cea de a 28-a ediție a Tîrgului de Construcții Mecanice de la Brno a avut un palmares bogat în toate domeniile ,constituind, în același timp, o amplă acțiune de activitate tehnico-științifică și comercială.

Greta Andrei

1987 JUL 2 3

E 2040/1 04 Elektrotechn

1987 MAJ 13

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 35 • NR. 2 • FEBRUARIE 1987

RFT

Echipamentele produse de Intreprinderea de Stat
pentru Tehnică Radio și Telecomunicații – RFT –
vă oferă posibilitatea soluționării avantajoase
și sigure a problemelor dvs. de tehnică a comunicațiilor.
Livrăm echipamente tehnice de comunicații
de la aparatură individuală la rețeaua
de comunicații completă.

Oferim

know-how, consulting, licențe, studii de rețea
și instruirea personalului.
Vă așteptăm la Tîrgul de Primăvară de la Leipzig
ediția 1987, în pavilioanele 15 și 22.61
din incinta complexului expozițional.

VEB Kombinat Nachrichtenelektronik
Melscher Str. 7, Leipzig, DDR – 7027

Exportator :

Elektrotechnik
EXPORT-IMPORT

Intreprindere de Stat
pentru Comerț Exterior
din Republica Democrată Germană
DDR-1026 Berlin, Alexanderplatz
Haus der Elektroindustrie.
Secția Comercială a Ambasadei R.D.G.
Sectorul Electrotehnică
Str. Aurel Vlaicu nr. 147
(colț cu Șos. Ștefan cel Mare)
București
Telefon : 11.39.21.

ELCTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 35 Nr. 2 februarie 1987

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.316 : 621.313.3.

MOTOR PAS CU PAS
FORŢARE DISIPATĂ

Voiculescu, E. : **Contactoare rapide de c.c pentru acţionarea motoarelor pas cu pas de mică putere.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 2, feb 1987, p. 49

Se prezintă contactoare rapide frecvent folosite la alimentarea motoarelor pas cu pas de mică putere. Sînt deduse toate relaţiile de dimensionare pentru contactoarele prezentate.

CZ 621.3.013 : 627.8

CAMERĂ DE STINGERE
CÎMP MAGNETIC

Vlase, I. O. : **Calculul cîmpului magnetic din interiorul camerelor de stingere cu suflaj magnetic.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 2, feb 1987, p. 57

Lucrarea se referă la : optimizarea camerelor de stingere ale întreruptoarelor ultrarapide de c.c.; calculul numeric al cîmpului magnetic, rezultatele obţinute prin aplicarea acestei metode de calcul la distribuţia cîmpului magnetic din interiorul camerei de stingere.

CZ 537.213

STRĂPUNGEREA DIELECTRICILOR SOLIZI

Notingher, P. : **Verificarea unor modele de străpungere a dielectricilor solizi.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 2, feb 1987, p. 61

Lucrarea redă aspecte privind verificarea experimentală a modelelor termic şi mecanic de străpungere a dielectricilor solizi în cazul electrozilor ac-plan.

CZ 621.3.005 : 621.317.7 : 621.3.019.3

ECHIPAMENT ELECTRIC
COEFICIENT DE SIGURANŢĂ
INDICATORI STATISTICI

Panaite, V. : **Coeficientul de siguranţă operaţional al elementelor echipamentelor electrice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 2, feb 1987, p. 69

Se prezintă aspectele aleatoare ale caracteristicilor care determină dimensiunile elementelor echipamentelor electrice. Se propun unele relaţii originale pentru determinarea coeficientului de siguranţă, în funcţie de probabilitatea defectului caracteristic, utile în proiectarea componentelor echipamentelor electrice.

CZ 621.314.2 :512.8

TRANSFORMATOR MAGNETOOPTIC
METODĂ NUMERICĂ DE CALCUL

Tănase, M. E. : **Senzorul de curent al transformatorului magnetooptic. Calculul erorii datorate influenţei conductoarelor sistemului trifazat de transport al energiei electrice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 2, feb 1897, p. 80

Pentru senzorul de curent al transformatorului magnetooptic se prezintă calculul erorilor datorate cîmpurilor magnetice create de curenţii prin conductoarele vecine şi metoda numerică de rezolvare, fără apel la variabila complexă ; rezultatele calculului, compararea cu cele indicate de bibliografia de specialitate şi concluziile legate de calitatea senzorului — soluţie originală a autorului.

CZ 621.3.011 :621.313.3

MOTOARE LINIARE DE INDUCŢIE
FUNCŢII DE TRANSFER

Livinţ, Gh., Cleju, M., Zamfir, M. D. : **Consideraţii asupra funcţiilor de transfer ale motoarelor liniare de inducţie bilaterale.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 2, feb 1987, p. 84

Se stabilesc diferite forme ale funcţiilor de transfer ale motoarelor liniare de inducţie pentru metodele de reglare a vitezei, bazate pe modificarea amplitudinii şi frecvenţei tensiunii de alimentare.

RECENZII 91

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; dr. ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; ing M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.316: 621.313.3

ШАГОВЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
РАССЕИВАЕМОЕ ФОРСИРОРАНИЕ

Войкулеску, Е.: **Быстродействующие контакторы постоянного тока для привода шаговых двигателей малой мощности.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35**, № 2, февраль 1987, стр. 49

Представлены быстродействующие контакторы, часто применяемые для питания шаговых двигателей малой мощности. Выведены все отношения измерений для вышеупомянутых контакторов.

УДК 621.3.013: 627.8

КАМЕРА ГАШЕНИЯ
МАГНИТНОЕ ПОЛЕ

Власе, И. О.: **Расчёт магнитного поля внутри камер гашения с магнитным дутьём.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35**, № 2, февраль 1987, стр. 57

Работа касается оптимизаций камер гашения сверх быстродействующих выключателей постоянного тока; цифрового расчёта магнитного поля; результатов, полученных применением этого метода расчёта в распределении магнитного поля внутри камеры гашения.

УДК 537.213

ПРОБОЙ ТВЁРДЫХ ДИЭЛЕКТРИКОВ

Ноцингер, П.: **Проверка образцов пробоя твёрдых диэлектриков.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35**, № 2, февраль 1987, стр. 61

Работа содержит аспекты относительно опытной проверки термического и механического образцов пробоя твёрдых диэлектриков в случае электродов игла-плоскость (иголчато-плоскостных электродов).

УДК 621.3.005: 621.317.7: 621.3.019.3

ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ ОБОРУДОВАНИЕ
КОЭФФИЦИЕНТ БЕЗОПАСНОСТИ
СТАТИСТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ

Панаите, В.: **Оперативный коэффициент безопасности элементов электрического оборудования.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35**, № 2, февраль 1987, стр. 69

В работе представлены случайные аспекты характеристик, определяющих размеры элементов электрического оборудования. Предлагаются некоторые оригинальные отношения для определения коэффициента безопасности, в зависимости от вероятности характерного дефекта, причём они полезны для проектирования компонентов электрического оборудования.

УДК 621.314.2: 512.8

ОПТИКО-МАГНИТНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР
ЦИФРОВОЙ МЕТОД РАСЧЁТА

Тэнасе, М. Е.: **Сензор тока оптико-магнитного трансформатора; расчёт погрешностей, вызванных влиянием проводов трёхфазной системы транспорта электроэнергии.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35**, № 2, февраль 1987, стр. 80

Для сензора тока оптико-магнитного трансформатора представляется расчёт погрешностей, вызванных магнитными полями, создаваемыми токами через соседние провода и числительный метод решения без вызова комплексной переменной; результаты расчёта, сравнение с результатами, указанными специальной библиографией и выводы, связанные с качеством сензора—это оригинальное решение автора.

УДК 621.3.011: 621.313.3

ЛИНЕЙНЫЕ ИНДУКТИВНЫЕ ДВИГАТЕЛИ
ФУНКЦИИ ПЕРЕХОДА

Ливинц, Г., Клежу, М., Замфир, М. Д.: **Соображения над функциями перехода линейных индуктивных двигателей.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35**, № 2, февраль 1987, стр. 84

Определяются разные формы функций перехода линейных индуктивных двигателей для методов регулировки скорости, основанных на изменении амплитуды и частоты питающего напряжения.

РЕЦЕНЗИЯ 91

INHALT

DK 621.316 : 621.313.3

SCHRITTMOTOR
STREUUNGSKRAFT

Voiculescu, E. : **Schnelle Gleichstromschalter für den Betrieb mit kleiner Kraft der Schrittmotoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 2, Febr 1987, S. 49

Es werden schnelle Kontaktgeber, die immer bei der Speisung mit kleiner Kraft der Schrittmotoren verwendet verden, dargestellt. Es werden alle Dimensionierungsverbindungen für die dargestellten Kontaktgeber hergelleitet.

DK 621.3.013 : 627.8

LICHTBOGENKAMMER
MAGNETFFELD

Vlase, I. O. : **Die Rechnung des Magnetfeldes im Inneren der Lichtbogenkammer mit magnetischer Blasung.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 2, Febr 1987, S. 57

Die Arbeit bezieht sich auf die Verbesserung der Lichtbogenkammer der Gleichstromschnellschalter.
Es wird über eine numerische Rechnungsmethode des Magnetfeldes im Inneren der Lichtbogenkammer mit magnetischer Blasung berichtet, indem die Integralgleichung der Magnetisierung in einem nichtliniaren magnetischen Raum gelöst wird. Die Lösung erhält man durch Relaxationstechnik mit aufeinanderfolgenden Iterationen. Man berichtet über die Ergebnisse, die durch die Anwendung der Rechnungsmethode betreffend Verteilung des Magnetfeldes im Inneren der Lichtbogenkammer erzielt.

DK 537.213

DURCHGANG DER FESTEN DIELEKTRIKUM

Nofingher, P. : **Kontrolle einiger Modelle der festen Dielektrikumdurchgänge.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 2, Febr 1987, S. 61

Die Arbeit wiedergibt Aspeckte bezüglich der experimentellen Kontrolle der thermischen und mechanischen Modelle mit Durchgang der festen Dielektrikum im Falle der ebenen — — Nadelelektroden.

DK 621.3.005 : 621.317.7 : 621.3.019.3

ELEKTRISCHE AUSRÜSTUNG
SICHERHEITSKOEFFIZIENT
STATISTISCHE ANZEIGER

Panaite, V. : **Operationeller Sicherheitskoeffizient der Elementen mit elektrischer Ausrüstung.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 2, Febr 1987, S. 69

Es werden die stochastischen Aspekte der Charakteristiken die die Dimensionen der Elemente mit elektrischen Ausrüstungen bestimmen, dargestellt. Es werden einige originelle Verbindungen für die Bestimmung des Sicherheitskoeffizienten bezüglich der Wahrscheinlichkeit des charakteristischen Defektes, nützlich im Entwurf der Elemente mit elektrischen Ausrüstungen, vorgeschlagen.

DK 621.314.2 :512.8

OPTISCH-MAGNETISCHEN TRANSFORMATORS
NUMERISCHE BERECHNUNGSMETHODE

Tănase, M.E. : **Stromsensor des optisch-magnetischen Transformators. Fehlerberechnung als Folge des Einflusses der Leiter im dreiphasen Transportsystem der elektrischen Energie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 3, Febr 1987, S. 80

Für den Stromsensor des optisch-magnetischen Transformators stellt man die Fehlerberechnung als Folge der magnetischen Felder vor den Strömen geschaffene durch die benachbarten Leiter und der numerischen Entwicklungsmethode, ohne jede Hilfe der komplexen Variable, dar ; eine originelle Lösung des Autors sind die Berechnungsergebnisse, Vergleich mit denjenigen, die in der Bibliographie erschienen sind und die Schlussfolgerunge der Sensorqualität.

DK 621.3.011 : 621.313.3

LINIARE INDUKTIONSMOTOREN
ÜBERTRAGUNGSFUNKTIONEN

Livinț, Gh., Cleju, M., Zamfir, M. D. : **Aspekte bezüglich der Übertragungsfunktionen der liniaren Induktionsmotoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 2, Febr. 1987, S. 84

Es werden verschiedene Formen der Übertragungsfunktionen der liniaren Induktionsmotoren für die Methoden der Geschwindigkeitsregelung, die sich auf die Veränderung der Amplitude und Frequenz der Einspeisespannung basieren, festgelegt.

CONTENTS

DC 621.316 : 621.313.3

STEPPING MOTOR
DISSIPATED STRESS

Voiculescu, E. : **Fast d.c. contactors for actuation of low-power stepping motors.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** no, 2, feb. 1987, p. 49

These are presented fast contactors frequently used in the of low-power d.c. motors. All sizing relationships for these contactors are deduced.

DC 621.3.013 : 627.8

ARC CHUTE
MAGNETIC FIELD

Vlase, I. O. : **Computation of magnetic field within magnetic bolwing arc chute.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** no. 2, feb 1987, p. 57

This work reffer to the optimization of high speed d.c. circuit breakers arc chute. One presents a computation method of magnetic field within magnetic bolwing arc chute, by solving the integral equation of the magnetization in an nonlinear magnetic medium. The solution is obtained by relaxation technique by succesive iteration. Results, concerning the magnetic field distribution within the arc chute, applying the computation method, are presented.

DC 537.213

BREAKDOWN IN SOLID DIELECTRIC

Notingher, P. : **The checking of some models of breakdown in solid dielectries.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** no. 2, feb 1987, p. 61

The paper presents some aspects of the experimental checking of the thermic and mechanic breakdown models of the solid dielectrics for the case of the needle-plane electrodes. Proceeding from the obtained results a thermo-mechanic model for the development of the breakdown channels is presented.

DC 621.3.005 : 621.317.7 : 621.3.019.3

ELECTRICAL EQUIPMENT
SAFETY COEFFICIENT
STATISTICAL INDICATORS

Panaite, V. : **Safety operational coefficient of electrical equipment components.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** no. 2, feb 1987, p. 69

There are introduced the random aspects of characteristics that determine the size of electrical equipment components. Several original relations to determine the safety coefficient are suggested, function of the probability of the characteristic defect, they being useful in the design of electrical equipment components.

DC 621. 314.2 :.512.8

MAGNETO-OPTICAL TRANSFORMER
DIGITAL COMPUTATION METHOD

Tănase, M.E. : **Current — sensor of magneto-optical transformer. Computation of errors due to the influence of conductors in three-phase power transport system.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** no. 2, feb 1987, p. 80

The author introduces the computation of errors due to magnetic fields produced by currents in neighbouring conductors, and the digital solving method, with no relation to the complex — variabile, for the current sensor in the magneto-optical transformer. The computational results, the comparison to these mentioned in the bibliography, and the conclusions related to the sensor qualitaty give the author's solution.

DC 621.3.011 : 621.313.3

INDUCTION LINEAR MOTORS
TRANSFER FUNCTIONS

Livinț, Gh., Cleju, M., Zamfir, M. D. : **Considerations on transfer funetions of induction linear motors**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** no. 2, feb 1987, p. 84

Various forms of transfer functions of induction linear motors are determined for the speed control methods, on the basis of the modification of amplitude and supply voltage frequency.

RECENSION 91

SOMMAIRE

CD 621.316 : 621.313.3

MOTEUR PAS Á PAS
FORCE DISSIPEÉ

Voiculescu, E. : **Contacteurs rapides à c.c. pour l'entraînement des moteurs pas à pas de petite puissance.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 2, févr 1987, p. 49

On y présente des contacteurs rapides qu'on emploie fréquemment à l'alimentation des moteurs pas à pas de petite puissance. On y déduit toutes les relations nécessaires afin de dimensionner les contacteurs décrits.

CD 621.3.013 : 627.8

CHAMBRE D'EXTINCTION
CHAMP MAGNÉTIQUE

Vlase, I. O. : **Calcul du champ magnétique à l'intérieur des chambres d'extinction à soufflage magnétique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 2, févr 1987, p. 57

Le travail se rapporte à l'optimisation des chambres d'extinction des interrupteurs ultra-rapides à c.c. et au calcul numérique du champ magnétique tout en présentant les résultats obtenus par l'application de cette méthode de calcul à la distribution du champ magnétique à l'intérieur de la chambre d'extinction.

CD 537.213

CLAQUAGE DES DIÊLECTRIQUES SOLIDES

Notingher, P. : **Vérification de quelques modèles de claquage des diélectriques solides.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 2, févr 1987, p. 61

Le travail présente quelques aspects concernant la vérification expérimentale des modèles thermique et mécanique de claquage des diélectriques solides pour le cas des électrodes à pointe-plan.

CD 621.3.005 :621.317.7 :621.3.019.3

EQUIPEMENT ÉLECTRIQUE
COEFICIENT DE SÉCURITÉ
INDICATEURS STATIQUES

Panaite, V. : **Le coefficient opérationnel de sécurité des éléments des équipements électriques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 2, févr 1987, p. 69

On y a présenté les aspects aléatoires des caractéristiques qui déterminent les dimensions des éléments des équipements électriques. On y propose quelques realations originales pour déterminer le coefficient de sécurité, en fonction de la probabilité du défaut caractéristique, utiles dans la conception des composants des équipements électriques.

CD 621.314.2 : 512.8

TRANSFORMATEUR MAGNÉTO—OPTIQUE
MÉTHODE NUMÉRIQUE DE CALCUL

Tănase, M. E. : **Senseur de courant pour le transformateur mangéto-optique. Calcul des erreurs dues à l'influence des conducteurs du systeme triphasé de transport de'énergie électrique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 2, févr 1987, p. 80

Concernant le senseur de courant du transformateur magnéto-optique on présente le calcul des erreurs dues aux champs magnétiques générés par les courants dans les conducteurs voisins et la méthode numérique de résolution, sans faire appel à la variable complexe, les résultats du calcul comparés à ceux indiqués par la bibliographie spécialisée et les conclusions, relatives à la qualitàé du senseur-solution originale de l'auteur.

CD 621.3.011 : 621.313.3

MOTEURS LINÉAIRES A INDUCTION
FONCTIONS DE TRANSFERT

Livinț, Gh., Cleju, M., Zamfir, M. D. : **Considérations sur les fonctions de transfert des moteurs linéaires à induction.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 2, févr 1987, p. 84

On y établit diverses formes des fonctions de transfert des moteurs linéaires à induction pour les méthodes de réglage de la vitesse, basées sur la modification de l'amplitude et de la fréquence de la tension d'alimentation.

RECENSIONS 91

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA“ (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont viramențt nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare este de 120 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

Tiparul:
Întreprinderea Poligrafică „Informația“
București, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 2818

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Electrotehnica nr. 2

CZ 621.316 : 521.313.3

MOTOR PAS CU PAS
FORŢARE DISIPATIVĂ

Contactoare rapide de c.c. pentru acţionarea motoarelor pas cu pas de mică putere

EMIL VOICULESÇU * — CLUJ-NAPOCA

Introducere

În sistemele de comandă a dispozitivelor electromagnetice de c.c. apare frecvent necesitatea scurtării timpilor de acţionare. Aceste dispozitive (generatoare, maşini electrice, mecanisme electromagnetice — ambreiaje, frîne etc.) sînt, din punct de vedere electric, sarcini cu caracter inductiv. Acţionarea lor rapidă se reduce la scurtarea timpilor de creştere, respectiv de scădere, ai curentului în înfăşurarea elementului de execuţie.

Procedeele care accelerează creşterea curentului la conectare, respectiv măresc viteza de cădere a curentului la deconectare, se numesc procedee de forţare [1—3].

În cazul motoarelor pas cu pas, reducerea timpilor de comutaţie a fazelor motorului permite obţinerea unor frecvenţe de lucru ridicate (obţinerea unui cuplu şi a unei viteze de poziţionare maxime, într-un timp cît mai scurt, constituie principalul deziderat al majorităţii aplicaţiilor [4]). Cuplul dezvoltat de motor este determinat de viteza de creştere şi de amplitudinea curentului din înfăşurarea motorului : pentru obţinerea unui cuplu motor cît mai mare, la frecvenţe de lucru ridicate, este de dorit ca forma de undă a curentului din faza motorului să fie cît mai aproape de dreptunghi.

Din această cauză în sarcina inductiv-rezistivă, prezentată de înfăşurarea motorului, procesele tranzitorii sînt accelerate atît la conectare, cît şi la deconectare. La conectare, forţarea curentului constă în acumularea unei energii magnetice date în sarcină, într-un timp scurt. Forţarea curentului la deconectarea sarcinii constă în micşorarea rapidă a energiei înmagazinate în cîmp magnetic. Comutaţia unor puteri de ordinul kilowaţilor impune realizarea unui randament ridicat ; în circuitele de alimentare ale motoarelor de putere se impune, din această cauză, recuperarea energiei de forţare [5].

În cazul motoarelor cu un consum de ordinul zecilor de waţi, comutaţia fazelor este accelerată prin procedee disipative. În circuitele de forţare respective sînt disipate puteri comparabile cu cea utilă, randamentul lor electric este scăzut ; puterile absorbite fiind mici, randamentul lor electric nu interesează. Forţarea disipativă este în acest domeniu de puteri cea mai avantajoasă [6, 7]. Ea conferă schemei de alimentare simplitate, fiabilitate, gabarit şi cost reduse [8—12].

Cerinţele impuse unui sistem de acţionare cu motor pas cu pas determină parametrii schemei sale de comandă ; exploatarea la maximum a performanţelor motorului impune modul de alimentare. În cele ce urmează sînt analizate schemele de bază folosite la alimentarea motoarelor pas cu pas de mică putere. Pentru sarcină a fost adoptat un model constînd dintr-o inductivitate liniară în serie cu rezistenţa înfăşurării : rezultatele experimentale justifică această idealizare [13, 5].

1. Contactor de c.c. cu rezistenţă în calea de fugă

1.1. Conectarea sarcinii la sursa de tensiune

Schema circuitului este prezentată în figura 1. Tranzistorul T, cu rol de întreruptor, are două stări posibile : blocat sau deschis la saturaţie. Aceasta corespunde conectării, respectiv deconectării sarcinii RL la sursa de alimentare V. Prin saturarea tranzistorului T sarcina

* Ing. *Voiculescu, E.* — Institutul Politehnic Cluj-Napoca.

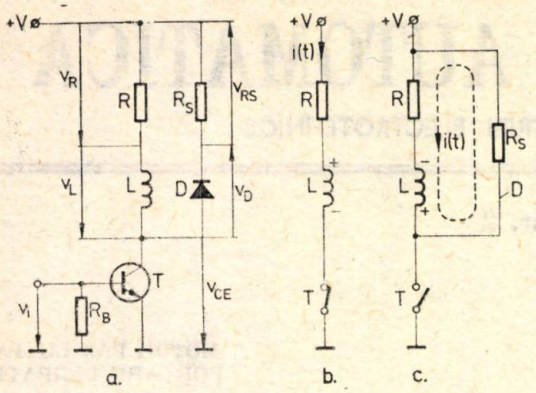


Fig. 1. Contactor de c.c. cu rezistență în calea de fugă: a — schema electrică; b, c — circuitele echivalente la conectare, respectiv deconectare.

este conectată la sursa de alimentare. Ecuația circuitului este:

$$Ri + L\frac{di}{dt} = V - v_{CE\,sat} \simeq V, \qquad (1)$$

cu soluția:

$$i(t) = \frac{V}{R}(1 - e^{-\frac{R}{L}t}), \qquad (2)$$

în care $0 \leqslant t \leqslant t_1$; t_1 reprezintă momentul blocării tranzistorului.

Polaritatea tensiunii pe inductivitatea L este impusă de sensul de variație a curentului. Pe durata conectării:

$$v_L(t) = V e^{-\frac{R}{L}t} > 0, \qquad (3)$$

deci, curentul crește monoton spre valoarea de palier:

$$I_{max} = \frac{V}{R}. \qquad (4)$$

Panta de creștere a curentului este în primul moment maximă:

$$\left.\frac{di}{dt}\right|_{t=0} = \frac{V}{L}. \qquad (5)$$

Pentru o sarcină RL dată, această pantă poate fi mărită numai prin creșterea tensiunii V.

La conectare, în inductivitate este înmagazinată o cantitate de energie:

$$E = \int_0^{t_1} v_L(t)\, i(t)\, dt = \frac{1}{2}L[i^2(t_1) - i^2(0)] =$$

$$= \frac{1}{2}LI_1^2, \qquad (6)$$

în care s-a notat $i(t_1)$ cu I_1. Introducînd constanta de timp a circuitului, $\tau = L/R$, se obține:

$$E = \frac{1}{2}\frac{V^2}{R}\tau(1 - e^{-\frac{R}{L}t_1})^2. \qquad (7)$$

Pentru $t_1 > 3\tau$:

$$E \simeq \frac{1}{2}L\,I_{max}^2 = \frac{LV^2}{2R^2}. \qquad (8)$$

La blocarea tranzistorului, această energie este transferată rezistențelor R, R_s și diodei D și transformată în căldură.

1.2. Deconectarea

Din momentul blocării tranzistorului T sursa nu mai alimentează sarcina; curentul începe să scadă. În acest moment, tensiunea pe inductivitate schimbă sensul (fig. 1 c) prin salt. Dioda supresoare D este polarizată direct și se deschide. Se stabilește astfel calea $R-L-D-R_s$ pe care energia acumulată în inductivitate este transferată în rezistoarele R și R_s, și disipată.

Ecuația circuitului la deconectare este:

$$(R + R_s)\, i + L\frac{di}{dt} = -\, v_D \simeq 0, \qquad (9)$$

cu condiția inițială:

$$I_1 = \frac{V}{R}(1 - e^{-\frac{R}{L}t_1}) = \text{const.} \qquad (10)$$

Soluția ecuației:

$$i(t) = I_1 e^{-\frac{R+R_s}{L}(t - t_1)}, \qquad (11)$$

indică scăderea accelerată a curentului, cu constanta de timp a circuitului de fugă:

$$\tau' = \frac{L}{R + R_s} < \frac{L}{R}. \qquad (12)$$

Panta inițială a rampei descrescătoare a curentului este:

$$\left.\frac{di}{dt}\right|_{t=t_1} = -\frac{R + R_s}{L}I_1 \to -\frac{V}{L}\left(1 + \frac{R_s}{R}\right), \qquad (13)$$

pentru $t_1 > 3\tau$. Tensiunea pe inductivitate:

$$v_L(t) = -(R + R_s)\, I_1\, e^{-\frac{R+R_s}{L}(t-t_1)}, \qquad (14)$$

atinge valoarea de vîrf la $t = t_1$:

$$v_L(t_1) = -(R + R_s) I_1$$

și :

$$v_L(t_1) = -\left(1 + \frac{R_s}{R}\right) V, \qquad (15)$$

pentru $t_1 > 3\tau$. Amplitudinea acestui vîrf de tensiune este superioară tensiunii de alimentare și se transmite tranzistorului întreruptor. Tensiunea pe tranzistor :

$$v_{CE} = V + R_s i + v_D \simeq V + R_s i, \qquad (16)$$

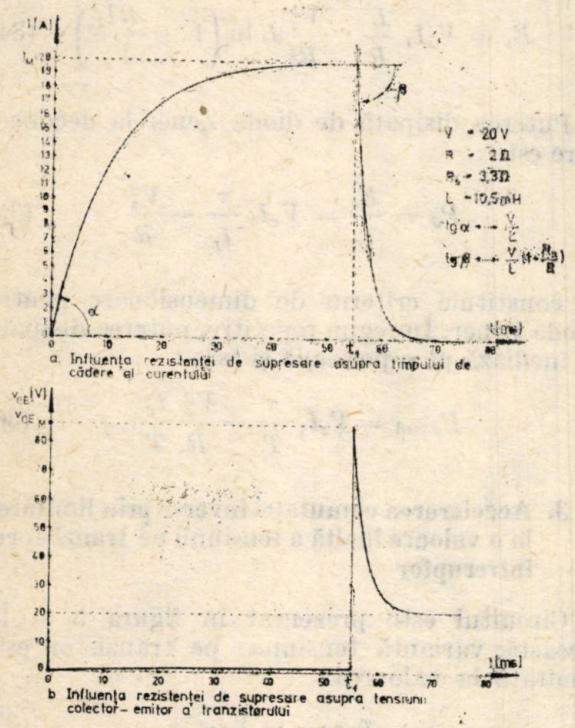
este maximă în momentul t_1 :

$$v_{CE\,max} \simeq V + R_s I_1 > V, \qquad (17)$$

iar pentru $t_1 > 3\tau$:

$$v_{CE\,max} \simeq V\left(1 + \frac{R_s}{R}\right). \qquad (18)$$

S-a neglijat timpul de deschidere t_{on} al diodei supresoare [1 – 3]. Legile de variație deduse sînt reprezentate cu calculatorul în figura 2. Programele de calcul au fost făcute de studentul M. Mátyás.



a. Influența rezistenței de supresare asupra timpului de cădere al curentului

b Influența rezistenței de supresare asupra tensiunii colector – emitor a tranzistorului

Fig. 2. Scăderea rapidă a curentului sarcinii datorită rezistenței din calea de fugă : a — forma de undă a curentului de sarcină ; b — forma tensiunii colector-emitor a tranzistorului întreruptor.

Neglijînd căderea de tensiune pe dioda în conducție directă, energia transferată rezistorului R_s se scrie :

$$E_{RS} = \int_{t_1}^{\infty} v_{R_s}\, i(t)\, dt = R_s \int_{t_1}^{\infty} i^2(t)\, dt. \qquad (19)$$

Rezultă :

$$E_{RS} = \frac{1}{2}\,\frac{R_s}{R + R_s} L I_1^2. \qquad (20)$$

Puterea de vîrf disipată în rezistorul R_s este :

$$P_1 = R_s I_1^2 \to R_s \frac{V^2}{R^2}. \text{ dacă } t_1 > 3\tau. \qquad (21)$$

Mediind E_{RS} dată în relația (20) pe intervalul $(t_1,\ t_1 + 3\tau')$, rezultă puterea disipată medie pe rezistența de forțare R_s[14] :

$$P_{med} = \frac{1}{6} R_s I_1^2. \qquad (22)$$

Prin urmare în cazul unui monoimpuls sau a unei succesiuni de impulsuri cu perioada superioară valorii $3\tau'$, puterea disipată în rezistorul R_s poate fi determinată, în funcție de puterea maximă, cu relația :

$$P_{med} \simeq \frac{P_1}{6}. \qquad (23)$$

Energia transferată diodei este :

$$E_D = \int_{t_1}^{\infty} v_D i(t)\, dt \simeq v_D \int_{t_1}^{\infty} i(t)\, dt \simeq v_D I_1 \frac{L}{R}. \qquad (24)$$

2. Contactor de c.c. cu diodă Zener în calea de fugă

Circuitul este prezentat în figura 3. La deconectare, energia magnetică acumulată în inductivitate (7) este evacuată pe calea $R-L-D-DZ$ spre dioda Zener și rezistorul R, în care este disipată. Transferul de energie are loc la o tensiune relativ înaltă :

$$v_L = -v_R - V_z - v_D \simeq -v_R - V_z \qquad (25)$$

și timpul de comutație este scurt. Ecuația circuitului de supresare (fig. 3 c) este :

$$Ri + L\frac{di}{dt} \simeq -V_z, \qquad (26)$$

cu condiția inițială (10) și soluția :

$$i(t) = \left(I_1 + \frac{V_z}{R}\right) e^{-\frac{R}{L}(t - t_1)} - \frac{V_z}{R}. \qquad (27)$$

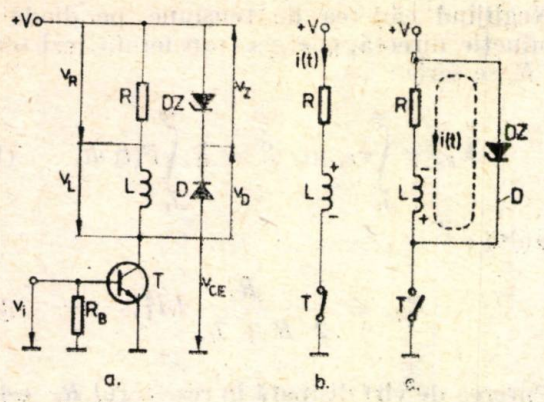


Fig. 3. Contactor de c.c. cu diodă Zener în calea de fugă : a — schema electrică ; b, c — circuitele echivalente la conectare, respectiv deconectare.

Expresia curentului conține constanta de timp L/R, egală cu cea de la conectare. Frontul posterior obținut este însă accelerat în cazul supresării cu diodă Zener, asimptota curentului fiind :

$$i = -\frac{V_z}{R} \tag{28}$$

și nu abscisa.

În momentul t_1 :

$$\left.\frac{di}{dt}\right|_{t=t_1} = -\frac{V_z + RI_1}{L} \simeq -\frac{V + V_z}{L}, \tag{29}$$

dacă $t_1 > 3\tau$. La deconectare rezultă o pantă a curentului :

$$\beta = \operatorname{arc\,tg}\frac{V + V_z}{L}, \tag{30}$$

mai mare decît panta maximă la conectare (fig. 4) :

$$\alpha = \operatorname{arctg}\frac{V}{L}. \tag{31}$$

Momentul t_2, la care se anulează curentul este :

$$t_2 = t_1 + \frac{L}{R}\ln\left(1 + \frac{RI_1}{V_z}\right). \tag{32}$$

Timpul de cădere al curentului din faza motorului :

$$t_f = t_2 - t_1 = \frac{L}{R}\ln\left(1 + \frac{RI_1}{V_z}\right), \tag{33}$$

este cu atît mai scurt cu cît V_z are o valoare mai mare. Formele de undă ale tensiunii și curentului sînt reprezentate cu calculatorul în figura 4.

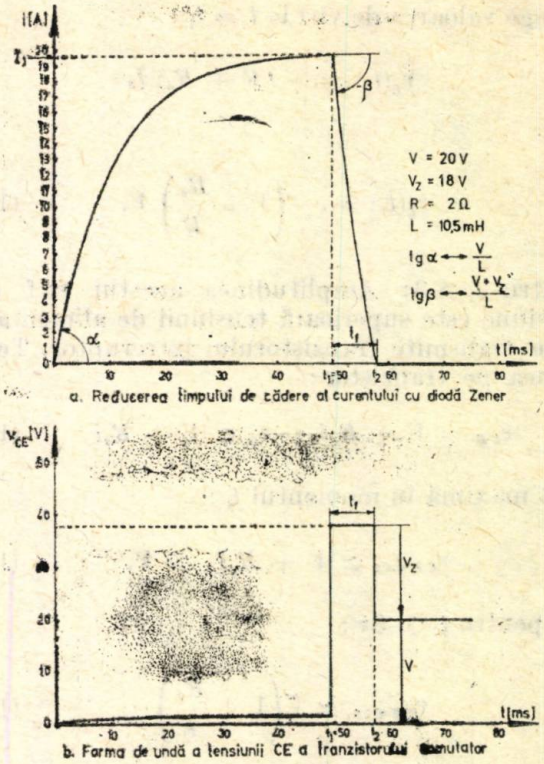


Fig. 4. Scăderea rapidă a curentului sarcinii datorită diodei Zener din calea de fugă : *a* — forma de undă a curentului de sarcină ; *b* — forma tensiunii colector-emitor a tranzistorului.

Energia transferată diodei Zener este :

$$E_z = V_z I_1 \frac{L}{R} - \frac{V_z^2}{R^2} L \ln\left(1 + \frac{RI_1}{V_z}\right). \tag{34}$$

Puterea disipată de dioda Zener la deconectare este :

$$P_d = \frac{E_z}{t_f} = V_z I_1 \frac{\tau}{t_f} - \frac{V_z^2}{R} \tag{35}$$

și constituie criteriu de dimensionare pentru dioda Zener. În regim repetitiv, puterea disipată se mediază pe o perioadă și este :

$$P_{d\,med} = V_z I_1 \frac{\tau}{T} - \frac{V_z^2}{R}\frac{t_f}{T}. \tag{36}$$

3. Accelerarea comutației inverse prin limitarea la o valoare înaltă a tensiunii pe tranzistorul întreruptor

Circuitul este prezentat în figura 5 a. În această variantă tensiunea pe tranzistor este limitată la valoarea :

$$v_{CE\,max} = V_z, \tag{37}$$

iar evacuarea energiei acumulate în inductivitate are loc la tensiunea $V_z - V$. Procedeul este

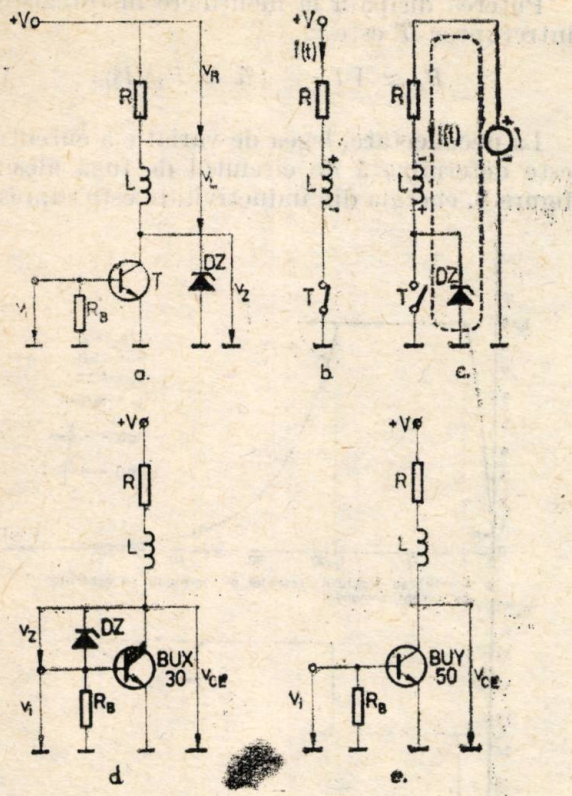


Fig. 5. Scăderea accelerată a curentului de sarcină prin limitarea la o valoare înaltă a tensiunii pe tranzistorul întreruptor : cu o diodă Zener conectată în paralel cu tranzistorul (a—c) ; cu tranzistorul în regim de limitator (d, e).

folosit şi la testarea tranzistoarelor de putere [15—17].

Ecuaţia circuitului de supresare este :

$$Ri + L\frac{di}{dt} = V - V_z, \tag{38}$$

cu condiţia iniţială (10). Soluţia ecuaţiei este :

$$i(t) = \frac{V - V_z}{R} + \left(I_1 - \frac{V - V_z}{R}\right) e^{-\frac{R}{L}(t-t_1)}. \tag{39}$$

Dacă $t_1 > 3\tau$:

$$i(t) \simeq \frac{V_z}{R} e^{-\frac{R}{L}(t-t_1)} + \frac{V - V_z}{R}. \tag{40}$$

Timpul de cădere a curentului de sarcină este :

$$t_f = t_2 - t_1 \simeq \frac{L}{R} \ln \frac{V_z}{V_z - V}, \text{ cu } V_z > V. \tag{41}$$

Formele de undă ale tensiunii şi curentului, calculate conform legilor de variaţie deduse, sînt reprezentate cu calculatorul în figura 6. Puterea disipată de dioda Zener este :

$$P_d = \frac{V \cdot V_z}{R}\left(1 + \frac{\tau}{t_f}\right) - \frac{V_z^2}{R}. \tag{42}$$

Evacuarea energiei din inductivitate la deconectare este rezolvată mai simplu prin transferarea sa în tranzistorul întreruptor [18, 15].

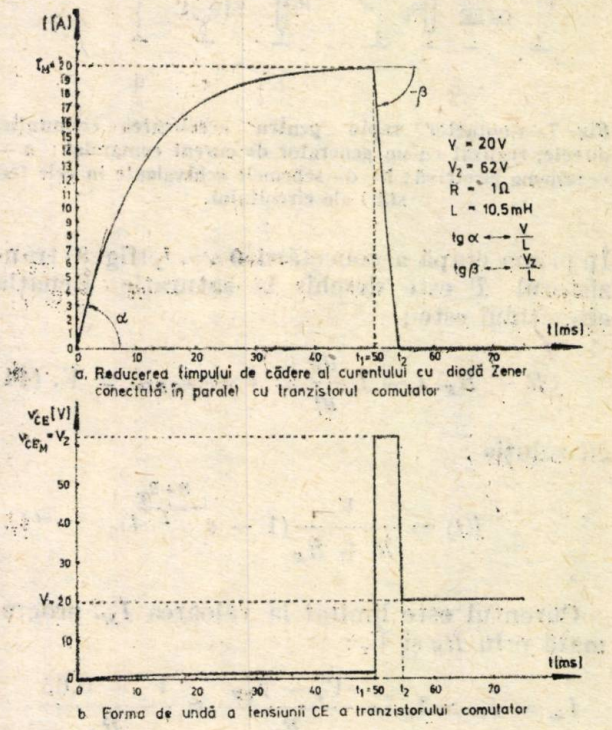


Fig. 6. Supresarea rapidă a energiei din inductivitate cu procedeul din figura 5 : a — forma de undă a curentului sarcinii ; b — forma tensiunii colector-emitor a tranzistorului.

Permiţînd creşterea tensiunii induse pînă la V_{CEO} a tranzistorului, rezultă un timp de deconectare scăzut. Una din posibilităţi este conectarea unei diode Zener în paralel cu joncţiunea CB a tranzistorului întreruptor (fig. 5 d). În acest caz se alege o diodă cu tensiunea :

$$V_z < V_{CEO}, \tag{43}$$

a tranzistorului folosit. Soluţia cea mai economică, însă, o reprezintă alegerea unui tranzistor care, la tensiuni extreme de colector trece în regim (nedistructiv) de străpungere în avalanşă (fig. 5 e).

4. Conectarea rapidă a unei sarcini RL cu generator de curent comandat

În figura 7 este prezentat un contactor rapid pentru accelerarea comutaţiei directe, realizat cu un generator de curent comandat.

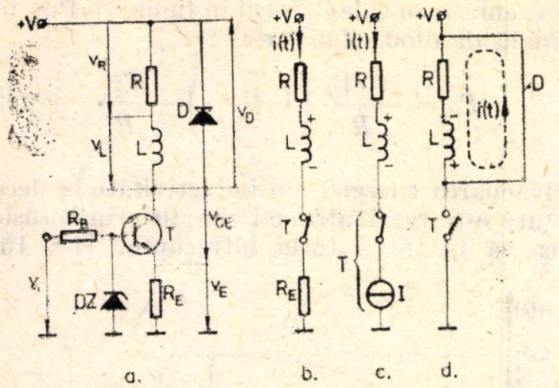


Fig. 7. Contactor rapid pentru accelerarea comutației directe, realizat cu un generator de curent comandat: a — — schema electrică; b—d—schemele echivalente în cele trei stări ale circuitului.

În prima etapă a conectării $0 \ldots t_1$ (fig. 8) tranzistorul T este deschis la saturație. Ecuația circuitului este:

$$(R + R_E)\, i + L \frac{di}{dt} = V - v_{CE\,sat} \simeq V, \quad (44)$$

cu soluția:

$$i(t) = \frac{V}{R + R_E}\left(1 - e^{-\frac{R+R_E}{L}t}\right). \quad (45)$$

Curentul este limitat la valoarea I_M, programată prin R_E și V_c:

$$I_M = I_C \simeq I_E = \frac{V_c - v_{BE}}{R_E} \simeq \frac{V_c - 0{,}65}{R_E}, \quad (46)$$

în momentul t_1, și este menținut la această valoarea în intervalul $t_1 \ldots t_2$. Din relațiile (45) și (46) rezultă I_M și t_1 [6]. Cînd sarcina RL reprezintă rezistența medie, respectiv inductivitatea medie a înfășurării unui motor pas cu pas, este justificată liniarizarea acestor ecuații. Rezultă:

$$I_M \simeq \frac{V}{L} t_1 \quad (47)$$

și:

$$t_1 \simeq \frac{V_c - 0{,}65}{V} \cdot \frac{L}{R_E} \ll \frac{L}{R}. \quad (48)$$

În a doua etapă a conectării, $t_1 \ldots t_2$, are loc menținerea curentului la valoarea $i_L = I_M =$ const. Tensiunea pe tranzistorul întreruptor:

$$v_{CE}(t) = V - (R + R_E)\, I_M \simeq V - \left(1 + \frac{R}{R_E}\right) \times$$

$$\times\, (V - 0{,}65), \quad (49)$$

este notată cu V_H în figura 8.

Puterea disipată la menținere în tranzistorul întreruptor T este:

$$P_d \simeq V I_M - (R + R_E)\, I_M^2. \quad (50)$$

La deconectare, legea de variație a curentului este determinată de circuitul de fugă ales: în figura 8, energia din inductivitate este supresată

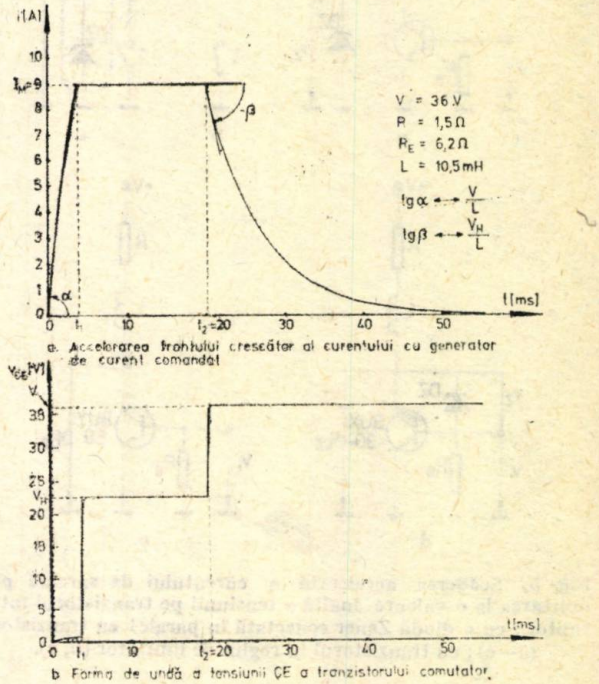


Fig. 8. Creșterea rapidă a curentului de sarcină prin folosirea unui generator de curent comandat în regim de comutație: a — forma de undă a curentului sarcinii; b — forma tensiunii colector-emitor a tranzistorului.

prin diodă. În cazul unei faze de motor pas cu pas se forțează căderea curentului printr-unul din procedeele descrise.

5. Forțarea curentului cu rezistență și condensator

În figura 9c este prezentat un convertor cu forțare RC a curentului, pentru alimentarea motoarelor pas cu pas de mică putere. În intervalul de timp dintre două conectări consecutive ale aceleiași faze, condensatorul se încarcă la o tensiune apropiată de cea a sursei de alimentare V_c cu constanta de timp $R_1 C_1 = \ldots = R_4 C_4$; valoarea de vîrf a tensiunii de pe condensator scade odată cu creșterea frecvenței de lucru.

La conectarea uneia dintre faze, curentul din înfășurare crește rapid, prin efectul combinat al forțării cu rezistență și al descărcării condensatorului. La deconectare, este asigurat un front rapid de cădere a curentului cu rezistența de supresare R_s, prin procedeul descris în capitolul 1. Rezultă timpi scurți de comutație, deci o frecvență de sincronism ridicată.

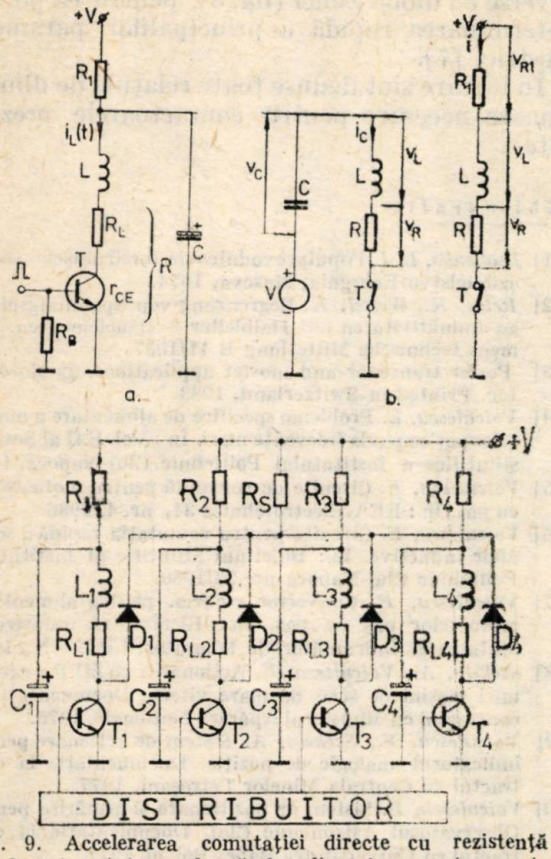


Fig. 9. Accelerarea comutației directe cu rezistență și condensator, într-o schemă de alimentare pentru motoare pas cu pas de mică putere : a — contactorul unei faze ; *b* — analiza circuitului de forțare prin suprapunerea efectelor ; c — schema electrică a acționării.

Proiectarea schemei pornește, de obicei, de la cunoașterea motorului, a curentului nominal și a frecvenței maxime, pe baza cărora se dimensionează $R_1 \ldots R_4$, $C_1 \ldots C_4$, R_s, se aleg tranzistoarele $T \ldots T_4$ și diodele D_1—D_4.

Asimilînd, în figura 9 a tranzistorul cu un întreruptor ideal, se obține un circuit liniar de ordinul doi, în care este aplicabilă teorema superpoziției.

Curentul prin înfășurare, i_L, poate fi scris după cum rezultă din figura 9 b ca sumă a doi curenți parțiali : curentul de descărcare al condensatorului, i_C, și curentul sursei de alimentare, i.

Fortarea constă în reducerea duratelor fronturilor curenților i_C și i. Regimul descărcării periodice a condensatorului asigură timpul minim de creștere a curentului i_C ; pulsațiile curentului trebuie însă să fie puternic amortizate pentru a nu conduce la variații nedorite ale cuplului. Admițînd că regimul descărcării condensatorului este aperiodic-critic se exclud oscilațiile și rezultă, pentru curentul din faza motorului, expresia :

$$i_L(t) = \frac{V}{L} t\, e^{-\frac{t}{\sqrt{LC}}} + \frac{V}{R_1 + R}\left(1 - e^{-\frac{R_1+R}{L}t}\right). \tag{51}$$

Din condiția de regim critic :

$$\frac{R}{2L} = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \tag{52}$$

rezultă valoarea condensatorului :

$$C = \frac{4L}{R^2}, \tag{53}$$

care este uneori prohibitivă. Alegerea unei valori mai mici conduce la regim oscilant pe durata conectării.

Panta de creștere a curentului :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V}{L}\left[\left(1 - \frac{t}{\sqrt{LC}}\right) e^{-\frac{t}{\sqrt{LC}}} + e^{-\frac{R_1+R}{L}t}\right], \tag{54}$$

este în primul moment maximă :

$$\left.\frac{di_L}{dt}\right|_{t=0} = 2\frac{V}{L} \tag{55}$$

și reprezintă dublul valorii obținute la forțarea cu rezistență (5).

Timpul de creștere a curentului poate fi definit de la $t = 0$ la momentul t_1, în care se atinge valoarea $V/(R_1+R)$. Atunci :

$$t_1 = \frac{L}{R_1 + R} e^{\left(\frac{1}{\sqrt{LC}} - \frac{R_1+R}{L}\right)t_1}, \tag{56}$$

ecuație transcendentă în t_1, a cărei soluție se determină prin calculul numeric. În cazul în care L, R_L reprezintă faza MPP, și în prezența forțării, liniarizînd exponențiala se obțin erori acceptabile. Rezultă :

$$t_1 \simeq \frac{2L}{4R_1 + 3R}. \tag{57}$$

La deconectare :

$$i(t) = I_1 e^{-\frac{R+R_s}{L}(t-t_1)}. \tag{58}$$

Timpul de cădere al curentului pînă la 10% din valoarea I_1 este :

$$t_2 - t_1 = 2{,}3\,\frac{L}{R + R_s}. \tag{59}$$

Proiectînd fronturi egale ale curentului, rezultă, la frecvența maximă :

$$t_i = t_2 - t_1 = \frac{1}{2f_{max}}, \tag{60}$$

în care f_{max} este cunoscută. De aici relaţiile de dimensionare :

$$R_1 \approx f_{max} L - \frac{3}{4} R \qquad (61)$$

şi :

$$R \approx 4{,}6\, f_{max} L - R. \qquad (62)$$

6. Rezultate experimentale

În oscilogama din figura 10 este ilustrată forţarea curentului prin generator de curent comandat (cap. 4) şi supresarea cu diodă Zener (cap. 2).

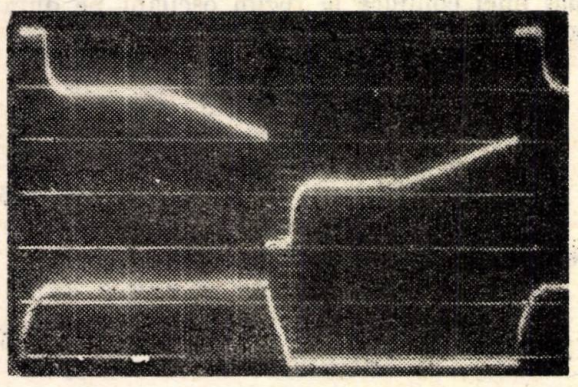


Fig. 10. Oscilograma tensiunii şi curentului fazei la forţarea prin generator de curent comandat : sus : tensiunea pe fază—20 V/div ; jos : curentul în fază—0,5 A/div ; baza de timp—0,2 ms/div.

Examinînd formele de undă ale tensiunii aplicate fazei (sus) şi a curentului din faza motorului (jos) se disting uşor cele trei regimuri :

— creşterea accelerată a curentului pe seama tensiunii înalte aplicate ;

— menţinerea curentului la o valoare constantă, şi

— scăderea accelerată a curentului datorită tensiunii înalte la care are loc deconectarea fazei.

Oscilograma a fost obţinută la acţionarea unui motor cu magnet permanent în rotor (Philips 9904 112 28001), avînd curentul nominal 0,6 A.

7. Concluzii

Cel mai simplu procedeu de accelerare a comutaţiei sarcinii este cel cu rezistenţă de forţare (fig. 1 a). El poate fi îmbunătăţit prin adăugarea condensatorului, rezultînd schema de contactor cu forţare RC (fig. 9), frecvent utilizată [8 . . .12].

Mai practică însă, este accelerarea comutaţiei directe prin generator de curent (fig. 7) şi a celei inverse cu diodă Zener (fig. 3), pentru că permit determinarea rapidă a principalilor parametri electrici [7].

În lucrare sînt deduse toate relaţiile de dimensionare necesare pentru contactoarele prezentate.

Bibliografie

[1] *Leonenko, L. I.* Populprovodnicovie forsiruiuşcie shemi. Izdatelstvo Energhia, Moscva, 1974.

[2] *Reiss, K., Wetzel, K.* Begrenzung von Spannungspitzen an Induktivitäten mit Halbleiter — Bauelementen. Siemens technische Mitteilung B 11/1087.

[3] Power transistor and mosfet applications. © Motorola Inc. Printed in Switzerland, 1983.

[4] *Voiculescu, E.* Probleme specifice de alimentare a motoarelor pas cu pas la frecvenţe mari. În : Vol. E II al Sesiunii ştiinţifice a Institutului Politehnic Cluj-Napoca, 1978.

[5] *Voiculescu, E.* Circuite de comandă pentru motoare pas cu pas. În : EEA-Electrotehnica **34**, nr. 4, 1986.

[6] *Voiculescu, E.* Circuite pentru comutaţia rapidă a sarcinilor inductive. În : Buletinul Ştiinţific al Institutului Politehnic Cluj-Napoca nr. 23/1980.

[7] *Voiculescu, E.* Convertor c.c./c.a. pentru alimentarea motoarelor pas cu pas. În : Electronică industrială. Mutatoare. Îndrumător de laborator. I.P.C.—N., 1982.

[8] *Székely, A., Voiculescu, E.* Acţionarea cu MPP a carului unei maşini de scris de mare viteză. Documentaţie la contractul cu Ministerul Apărării Naţionale, 1976.

[9] *Voiculescu, E., Székely, A.* Sistem de acţionare pentru indicatorul analogic de poziţie. Documentaţie la contractul cu Centrala Minelor Petroşani, 1977.

[10] *Voiculescu, E.* Sistem de poziţionare şi urmărire pentru Observatorul Astronomic Cluj. Documentaţie la contractul cu Universitatea Babeş-Bolyai, 1977.

[11] *Trifa, V., Székely, A., Voiculescu, E.* Dispozitiv de profilare longitudinală cu motor pas cu pas DPLDMPP — — 250/400. Proiect tehnic la contractul cu Întreprinderea Mecanică Cugir, 1978.

[12] *Kelemen, A., Székely, A., Voiculescu, E.* Dispozitiv de antrenare a platformelor mobile cu laser, din programul Fellas. Documentaţia contractului cu Fabrica de Calculatoare Electronice Bucureşti, 1978.

[13] *Voiculescu, E.* Simulare numerică şi rezultate experimentale în comanda motoarelor pas cu pas. În : EEA — Electrotehnica **33**, nr. 1, 1985.

[14] *Jansson, L. E., Harper, D. J.* The application of power MOS transistors in switched-mode power supplies. În : Proceedings PCI, Sept. 1982.

[15] SGS Discrete power devices. 4th Edition, 1980.

[16] Telefunken electronic. Transistoren für NF — und Schaltanwendungen, Datenbuch 1985.

[17] International Telephone and Telegraph Corporation — ITT Semiconductors — Data Handbooks : transistors, diodes, Zener diodes, rectifiers. Total product range for consumer applications and professional electronics. Manuals 1987.

[18] Hihg inverse voltage switching transistors BUX 30 and BUY 50 to switch inductive loads. Telefunken Halbleiter — Informationdienst 2.79.

CZ 621.3.013 : 627.8

CAMERĂ DE STINGERE
CÎMP MAGNETIC

Calculul cîmpului magnetic din interiorul camerelor de stingere cu suflaj magnetic

IOAN-OREST VLASE* — BUCUREȘTI

Introducere

Calculul cîmpului magnetic în prezența conductoarelor parcurse de curent și a corpurilor magnetice neliniare, devine un element important în optimizarea camerelor de stingere ale întreruptoarelor ultrarapide de curent continuu.

Cerințele și principiile stingerii arcului electric de curent continuu sînt bine cunoscute și descrise în literatură [1, 2]. Rolul unei camere de stingere este de a crește rapid rezistența arcului electric. Se poate realiza acest lucru prin intensificarea forțelor care dirijează arcul electric în sistemul de stingere. Sub acțiunea curentului ce urmează a fi întrerupt, un circuit magnetic exterior sistemului de stingere poate produce un cîmp magnetic important, al cărui efect se asociază cu forțele electromagnetice și termice naturale care acționează asupra coloanei arcului electric. O geometrie convenabilă a sistemului de conductoare parcurse de curent, în regiunea arcului electric, poate realiza o distribuție dorită a cîmpului magnetic în camera de stingere.

Scopul acestei lucrări este de a prezenta rezultatele obținute privind distribuția cîmpului magnetic, la o cameră de stingere ce răspunde cerințelor mai sus menționate, prin aplicarea unei metode numerice de calcul al cîmpului magnetic. Aceste rezultate se referă la o cameră de stingere optimizată, în ceea ce privește geometria conductoarelor parcurse de curent și circuitul magnetic exterior. Configurația analizată este prezentată în figura 1. Circuitul magnetic exterior, ce înconjoară sistemul de stingere, este realizat din două plăci feromagnetice ($3 \times 66 \times 400$ mm^3). A fost considerat cazul static, al materialului magnetic izotrop și fără histerezis. Calculul a fost făcut pentru un curent de 10 kA. Sînt analizate efectele plăcilor feromagnetice și a geometriei conductoarelor asupra cîmpului magnetic (în interiorul și în exteriorul plăcilor).

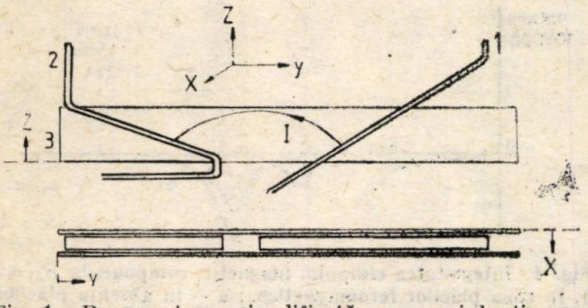


Fig. 1. Reprezentarea simplificată a camerei de stingere în zona plăcilor feromagnetice : 1,2 — rampe de arc ; 3 — plăci feromagnetice ; I — intensitatea curentului.

1. Ecuațiile cîmpului magnetic

În medii magnetice neliniare, sub influența conductoarelor parcurse de curent, ecuațiile lui Maxwell sînt :

$$\text{rot } \bar{H} = \bar{J}, \tag{1}$$

$$\bar{B}/\mu = \bar{H} + \bar{M}. \tag{2}$$

Formal, $\bar{H}$ poate fi privit ca suma a două componente $\bar{H}_j$, $\bar{H}_m$ care satisfac următoarele ecuații [3] :

$$\text{rot } \bar{H}_j = \bar{J}, \tag{3}$$

$$\text{div } \bar{H}_j = 0, \tag{4}$$

$$\text{rot } \bar{H}_m = 0, \tag{5}$$

$$\text{div } \bar{H}_m = -\text{div } \bar{M}. \tag{6}$$

Soluția sistemului de ecuații (3), (4) este dată de legea Biot-Savart. Soluția sistemului de ecuații (5), (6) este :

$$\bar{H}_m(\bar{r}) = \frac{1}{4\pi}\int_{v'} \frac{-\,div\,\bar{M}(\bar{r}')}{|\bar{r}-\bar{r}'|^3}\cdot(\bar{r}-\bar{r}')\,dv' + \frac{1}{4\pi}\int_{s'} \frac{\bar{M}(\bar{r}')\cdot\bar{n}(\bar{r}')}{|\bar{r}-\bar{r}|^3}\cdot(\bar{r}-\bar{r}')\,ds', \tag{7}$$

unde $\bar{r}$ este vectorul de poziție al punctului în care se calculează cîmpul ; $\bar{r}'$ — vectorul de poziție al punctului-sursă ; dv' și ds' sînt volumul elementar și, respectiv, suprafața elementară în punctul-sursă ; $\bar{n}$ este normala unitară în punctul-sursă. Intensitatea cîmpului magnetic este :

$$\bar{H} = \bar{H}_j + \bar{H}_m, \tag{8}$$

* Ing. *Vlase, I.O.* Institutul Politehnic — București, Catedra de Măsuri și Aparate electrice.

unde $\bar{H}_j$ se datorează conductoarelor parcurse de curent și $\bar{H}_m$ — polarizării materialului magnetic. Distribuția magnetizației $\bar{M}$, în interiorul mediului magnetic determină cantitatea $\bar{H}_m$. Ecuația (8) determină, de asemenea, intensitatea cîmpului magnetic în orice punct în spațiul tridimensional, chiar și în afara materialului magnetic.

2. Metoda de calcul

Metoda de calcul a cîmpului magnetic folosește algoritmul propus de Holzinger [4]. Pe scurt, metoda este bazată pe integrarea numerică a relației (7), prin folosirea unei ecuații cu diferențe pentru exprimarea lui $div\ \bar{M}$. Prin discretizarea spațiului continuu prin volume paralelipipedice drepte de laturi Δx, Δy, Δz, relația (8) devine :

$$\bar{H}(i, j, k) = \bar{H}_j(i, j, k) +$$

$$+ \sum_{l=2}^{I-1} \sum_{m=2}^{J-1} \sum_{n=2}^{K-1} (-div\,\bar{M}(l, m, n) \times$$

$$\times \frac{(i-l)\,\Delta x \cdot \vec{i} + (j-m)\,\Delta y \cdot j + (k-n)\,\Delta z \cdot \vec{k}}{(((i-l)\Delta x)^2 + ((j-m)\Delta y)^2 + ((k-n)\,\Delta z)^2)^{3/2}} \times$$

$$\times \Delta x \Delta y \Delta z, \qquad (9)$$

unde $i\Delta x$, $j\Delta y$, $k\Delta z$ reprezintă coordonatele punctului curent în care se calculează intensitatea cîmpului magnetic ; $l\Delta x$, $m\Delta y$, $n\Delta z$ coordonatele punctului sursă de cîmp magnetic.

Limitele de sumare au valorile determinate de numărul de volume elementare care discretizează mediul magnetic continuu și numărul de volume elementare de frontieră :

$$I = X/\Delta x + 4\,;\ J = Y/\Delta y + 4\,;$$

$$K = Z/\Delta z + 4, \qquad (10)$$

unde X, Y, Z reprezintă dimensiunile materialului magnetic după cele trei axe de coordonate, de versori $\vec{i}$, $\vec{j}$, $\vec{k}$:

$$-div\,(\bar{M}(l, m, n) =$$

$$= \frac{M_x(l-1, m, n) - M_x(l+1, m, n)}{2\Delta x} +$$

$$+ \frac{M_y(l, m-1, n) - M_y(l, m+1, n)}{2 \cdot \Delta y} +$$

$$+ \frac{M_z(l, m, n-1)\ M_z(l, m, n+1)}{2 \cdot \Delta z}. \qquad (11)$$

Valorile inițiale ale magnetizației, în zona plăcilor feromagnetice, au fost calculate pe baza valorilor intensității cîmpului magnetic în aceeași zonă, iar în afara plăcilor au fost nule. Dependența :

$$\bar{B} = \mu\,(\bar{H}) \cdot \bar{H}, \qquad (12)$$

în materialul magnetic, stabilită prin măsurători în c.a. pe eșantion a fost aproximată printr-o funcție obținută prin interpolare liniară [5]. A fost neglijat histerezisul, iar materialul magnetic a fost considerat izotrop. Aceste presupuneri sînt valabile pentru materialele magnetice moi, care au fost folosite în realizarea circuitului magnetic exterior. Luînd anumite precauții, sistemul magnetizației $\bar{M}$, în mediul magnetic are o soluție unică, stabilă, obținută prin tehnica relaxării prin iterații succesive [4], [7]. Spațiul tridimensional, ocupat de o placă feromagnetică, a fost aproximat prin 700 de volume

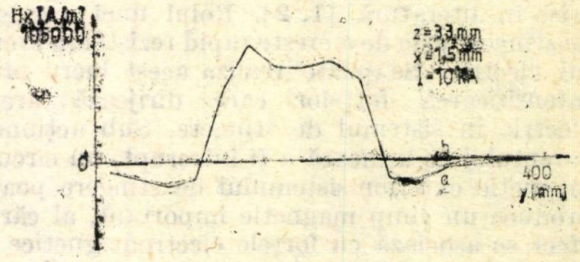


Fig. 2. Intensitatea cîmpului magnetic, componenta $H_x(x, y, z)$, în zona plăcilor feromagnetice : a — în absența plăcilor ; b — în prezența plăcilor.

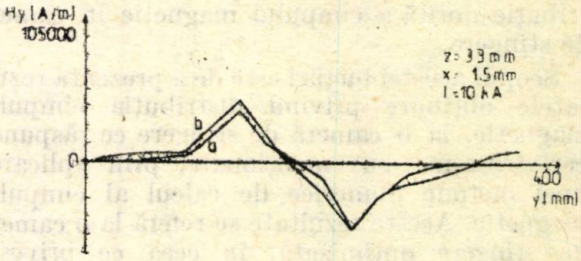


Fig. 3. Intensitatea cîmpului magnetic, componenta $H_y(x, y, z)$, în zona plăcilor feromagnetice : a — în absența plăcilor ; b — în prezența plăcilor.

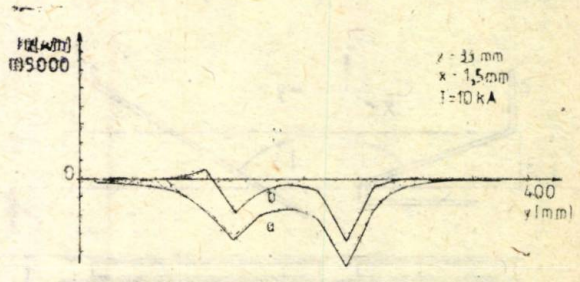


Fig. 4. Intensitatea cîmpului magnetic, componenta $H_z(x, y, z)$, în zona plăcilor feromagnetice. : a — în absența plăcilor ; b — în prezența plăcilor.

paralelipipedice. Simetria geometrică a configurației a fost folosită pentru simplificarea calculului.

3. Rezultate

Componentele intensității cîmpului magnetic, în funcție de coordonata y, sînt prezentate în figurile 2,3, 4, unde x, z sînt coordonate fixe. De aici rezultă efectul demagnetizant datorat materialului magnetic. Influența plăcilor feromagnetice, asupra componentei B_x a inducției cîmpului magnetic, în regiunea arcului electric este arătată în figura 5. Din analiza figurii 5 rezultă o importantă intensificare a componentei B_x a inducției cîmpului magnetic, res-

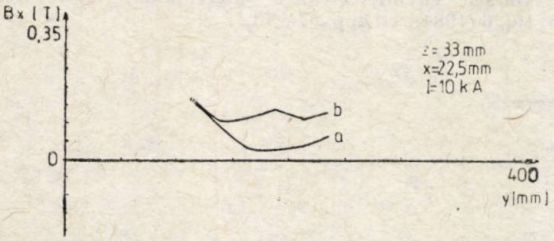


Fig. 5. Inducția magnetică, componenta $B_x(x, y, z)$ în zona arcului electric: a — în absența plăcilor; b — în prezența plăcilor.

pectiv a forțelor care împing arcul electric spre sistemul de stingere. Influența porțiunii orizontale de conductor asupra intensității cîmpului magnetic în regiunea arcului electric, este arătată în figura 6. În acord cu rezultatele

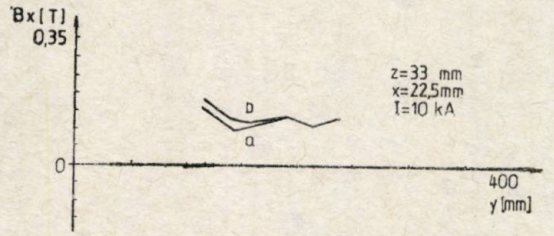


Fig. 6. Inducția magnetică, componenta $B_x(x, y, z)$ în zona arcului electric: a — cu conductor orizontal; b — fără porțiunea orizontală de conductor.

experimentale, intensitatea cîmpului magnetic, în zona piciorului de arc de tip anod, trebuie să fie mai mare decît în zona catod. În ansamblu, picioarele de arc electric se deplasează spre extremitatea superioară a rampelor de arc, spre suprafețe reci de metal. Mărimile B_y și B_z, în funcție de cordonata y, la o distanță de 1,5 mm de axa de simetrie a camerei de stingere sînt prezentate în figura 7. De aici

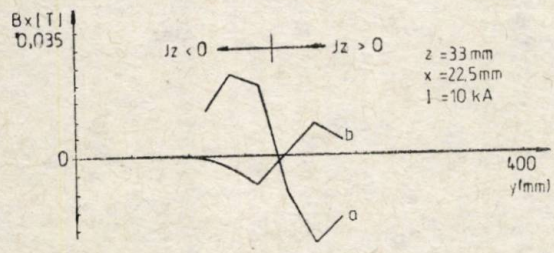


Fig. 7. Inducția magnetică în zona arcului electric: a — componenta B (x, y, z); b — componenta $B_y(x, y, z)$.

rezultă existența unor forțe ce acționează asupra coloanei de arc spre planul de simetrie al camerei de stingere.

4. Analiza convergenței

Din cantitățile date de relațiile (8) și (9) se calculează iterativ magnetizația:

$$M^n_{x,y,z}(\bar{r}) = M^{n-1}_{x,y,z}(\bar{r}) + C^n_{x,y,z} \cdot (M_{x,y,z}(\bar{r}) - M^{n-1}_{x,y,z}(\bar{r})), \quad (13)$$

unde M este valoarea nou calculată a magnetizației, cu ajutorul relațiilor (2) și (9); M^{n-1} și M^n sînt vechea și, respectiv, noua valoare a magnetizației; C^n este coeficientul de relaxare. Relația (13) se referă la componentele vectorilor magnetizație și a coeficientului de relaxare în sistemul de coordonate considerat. Coeficientul de relaxare este o funcție de pasul iterației [6, 7], iar valorile sale optime au fost determinate prin experiment numeric. Valorile finale ale coeficientului de relaxare după axele Ox, Oy, Oz, au fost respectiv 0,0005; 0,2; 0,2. Figura 8

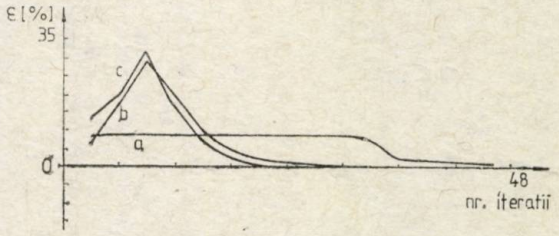


Fig. 8. Variația erorii relative a magnetizației cu numărul de iterații, pentru: a — $M_x(x, y, z)$; b — $M_y(x, y, z)$; c — $M_z(x, y, z)$.

prezintă variația erorii componentelor magnetizației M_x, M_y, M_z, în funcție de numărul iterațiilor.

5. Concluzii

Metoda de calcul prezentată a fost verificată pentru o configurație mai simplă, a unui conductor drept parcurs de c.c. de 2 000 A, plasat în imediata apropiere a unei plăci feromagnetice. Valorile calculate au fost comparate cu valorile măsurate ale inducției magnetice, obținîndu-se o bună concordanță de date.

Lucrarea demonstrează oportunitatea utilizării metodei de calcul prezentate în optimizarea camerelor de stingere ale întreruptoarelor ultrarapide c.c., în ceea ce privește geometria conductoarelor parcurse de curent din camera de stingere și dimensiunile circuitului magnetic exterior.

În ultimii ani autorii au prezentat tehnici pentru modelarea arcului electric [8, 9]. Metoda de calcul prezentată poate fi un instrument util pentru realizarea acestui scop.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate electrice, București, E.D.P., 1984, p. 328—339, 419—424.

[2] *Morton, J. S.* Coil-less cold-cathode arc chutes for high speed d.c. circuit breaker for use on traction systems. În : I.E.E. Proc., vol. **127**, Pt. B., No. 1, January 1980, p. 34—45.

[3] *Simonyi, K.* Electrotehnica teoretică, București, Editura tehnică 1974, p. 89—96, 310, 352—353.

[4] *Holzinger, C.S.* Computation of magnetic fields within threedimensional highly nonlinear media. În : I.E.E.E. Transactions on magnetics, vol. Mag—**6**, No. 1, March 1970, p. 60—75.

[5] *Trutt, F. C., Erdelyi, E. A., Hopkins, R. E.* Representations of the magnetization characteristic of d.c. machines for computer use. În : I.E.E.E. Transactions on PAS, vol. **87**, No. 3, March 1968, p. 665—669.

[6] *Binns, K. J., Jabbar, M.A., Bernard, W. R.* Computation of the magnetic field of permanents magnets in iron cores. În : I.E.E. Proc., vol. **122**, No. 12, December 1975, p. 1377—1381.

[7] *Bertram, H. N.* On the convergence of iterative solutions of the integral magnetic field equation. În : I.E.E.E. Transactions on magnetics, vol. MAG—**11**, No. 3, May 1975, p. 928—933.

[8] *Meunier, G. Sabonnadiere, J. C., Coulomb, J. L., Belbel, E.* Magnetic field computation for electric arc modelling. În : I.E.E.E. Transactions on Magnetics. Volumul MAG— — **19**, No. 6, p. 2593—2598. November 1983.

[9] *Perdoncin, F., Niemeyer, L.* Computer simulation of low voltage circuit breaker interruption. ETZ Archiv, Bd. 6 (1984), H. 2, p. 57—73.

CZ 537.213

Verificarea unor modele de străpungere a dielectricilor solizi

PETRU NOȚINGHER* — BUCUREȘTI

Introducere

Străpungerea dielectricilor solizi depinde, în esență, de structura fizico-chimică și geometrică a probelor de încercat și de intensitatea solicitărilor (electrice, termice, mecanice etc.), la care acestea sînt supuse. Dacă în cazul dielectricilor ideali, aflați în cîmpuri electrice uniforme și invariabile în timp, s-au construit unele teorii generale ale străpungerii [1] pentru dielectricii reali și aflați în cîmpuri neuniforme și variabile în timp s-au elaborat doar unele modele macroscopice de străpungere [2]...[7]. Aceste modele explică formarea unor canale de străpungere și/sau a unor rețele de canale (arborescențe) pe baza solicitărilor termice și mecanice produse local, în interiorul dielectricilor, de cîmpuri electrice foarte intense. Asemenea cîmpuri sînt generate de electrozi cu raze de curbură reduse (ac-ac [8], ac-cilindru [9], ac-plan [10], sferă-plan [11], sferă sferă [12] etc.) și/sau de aglomerări de sarcină electrică (corespunzătoare descărcărilor parțiale [13], iradierilor [9] etc.).

În lucrările [2] și [3] se prezintă un model teoretic de formare a unui canal de străpungere pe baza efectului Ovshinski, respectiv a trecerii izolantului într-o stare mai conductoare, datorită creșterii temperaturii. Valorile temperaturii se obțin prin rezolvarea ecuației Fourier într-un cilindru semiinfinit:

$$\gamma c \frac{\partial \vartheta}{\partial t} = p_v + \operatorname{div}(\lambda \operatorname{grad} \vartheta), \qquad (1)$$

unde γ, c și λ reprezintă densitatea, căldura specifică și, respectiv, conductivitatea termică a izolantului, ϑ — supratemperatura și p_v — densitatea de volum a puterii transmise izolantului de cîmpul electric (presupus uniform și constant în timp) sau de descărcările parțiale.

În [4] și [5] este prezentat un model termic de formare a unui canal de străpungere într-un dielectric aflat într-un cîmp electric puternic neuniform, pe baza energiei transmise dielectricului atît de cîmpul electric, cît și de descărcările parțiale. În [6] se tratează rolul sarcinii injectate de electrozi asupra inițierii canalelor de străpungere, iar în [7] se prezintă un model mecanic de inițiere și dezvoltare a unor rețele de canale neconductoare. O schemă generală privind modul de inițiere a canalelor sub acțiunea descărcărilor parțiale, a sarcinii spațiale și a solicitărilor mecanice este prezentată în figura 1.

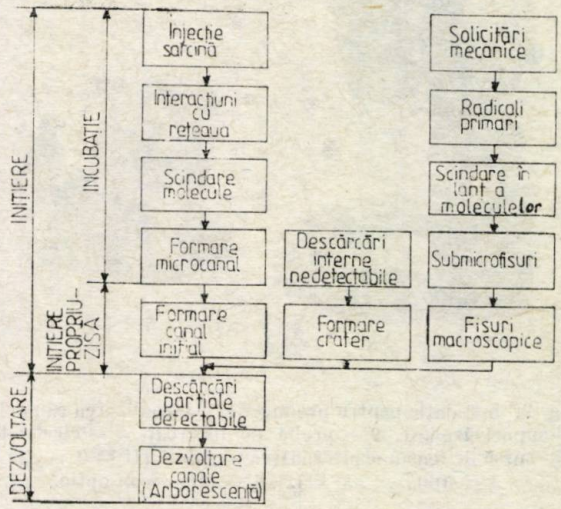


Fig. 1. Inițierea canalelor de străpungere.

În cele ce urmează se prezintă modul de verificare (experimentală) a modelelor termic și mecanic și se formulează un nou model (termo mecanic) de străpungere a dielectricilor.

1. Instalație pentru străpungerea dielectricilor

Pentru urmărirea directă a inițierii și dezvoltării canalelor de străpungere s-a utilizat instalația prezentată în figura 2.

Probele de încercat (2) de formă paralelipipedică și cu dimensiunile $15 \times 10 \times 10$ mm^3, s-au realizat din rășină epoxi (Bisfenol + epiclorhidrină și anhidridă trimetilică) prin turnare directă (înglobînd electrozii-ac), sau prin decupare din plăci cu dimensiunile $200 \times 100 \times 10$ mm^3. Fețele laterale ale probelor au fost șlefuite cu benzi de granulație fină (sub 6 μm), în vederea realizării unor suprafețe cît mai netede (și transparente).

Electrozii plani s-au realizat din straturi de argint coloidal, iar electrozii-ac (3) din sîrmă de oțel cu diametrul de 1 mm. Acele, cu dublă conicitate (fig. 3) au deschiderea conului mic $\varphi = 60°$, iar raza de rotunjire a vîrfului r între 3 și 8 μm. Fixarea acelor s-a realizat, cu ajutorul unui șurub micrometric, fie direct (la rece), fie după încălzirea probelor la 130°C (la cald), fie în rășina neîntărită (fluidă). În toate cazu-

* Dr. ing. *Noțingher, P.* — Institutul Politehnic-București.

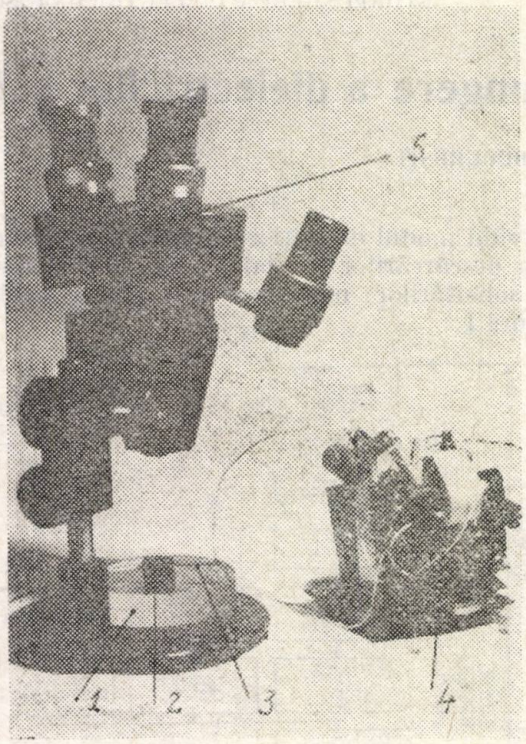


Fig. 2. Instalaţie pentru producerea şi vizualizarea canalelor : *1* — suport izolant, *2* — probă de încercat, *3* — electrod-ac, *4* — sursă de tensiune alternativă reglabilă ($U = 0 \ldots 25$ kV, $f = 100 \ldots 200$ kHz), *5* — microscop optic.

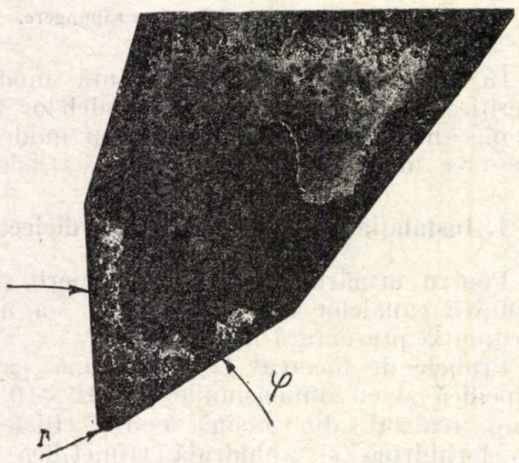


Fig. 3. Electrod-ac.

rile s-a verificat distanţa dintre electrozi a ($a = 1{,}5 \ldots 4$ mm) cu microscopul optic 5.

Valorile efective ale tensiunii U, aplicate electrozilor, au fost cuprinse între 10 şi 24 kV, iar frecvenţa acesteia fiind de 150 kHz.

Pentru măsurarea timpului s-a utilizat un cronometru electronic uzual TIMETRON.

2. Verificarea modelului termic

2.1. Prezentarea modelului

Modelul termic (prezentat în [4 şi 5]), se referă la dielectrici care prezintă, în vecinătatea electrozilor-ac (fig. 4), cîte o cavitate parabolică $\mathcal{D}_1$ în care se dezvoltă descărcări parţiale. Purtătorii de sarcină, corespunzători descărcărilor şi/sau emişi de electrodul-ac se ciocnesc de pereţii cavităţii, pătrund, pe o anumită distanţă, în interiorul dielectricului şi-i transmit, în unitatea de timp, o energie P. Densitatea

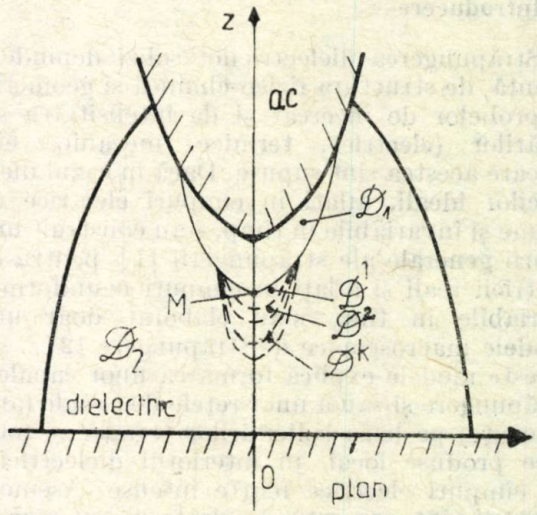


Fig. 4. Model de dezvoltare a unui canal de străpungere (prin adîncirea cavităţii $\mathcal{D}^4$).

volumică a lui P are valoarea maximă (p_{max}) în punctul M (de pe axa de simetrie Oz), situat la extremitatea cavităţii.

Datorită energiei acumulate de dielectric (de la purtătorii de sarcină şi de la cîmpul electric din interiorul său), într-o zonă $\mathcal{D}^1$, de forma unui paraboloid (fig. 4), temperatura creşte foarte mult [5]. Dacă puterea specifică p_{max} depăşeşte valoarea critică p_c, după un interval de timp $(\Delta t_1)_c$, numit durată de incubaţie (fig. 1), în $\mathcal{D}^1$ temperatura depăşeşte valoarea critică T_c, la care se produce, în intervalul de timp $(\Delta t_1')_c$, scindarea legăturilor interatomice $C-C$ sau chiar $C-H$. În acest moment se consideră că s-a mărit cavitatea iniţială $\mathcal{D}_1$ cu $\mathcal{D}^1$, respectiv că s-a iniţiat un canal de străpungere, avînd dimensiunile domeniului $\mathcal{D}_1^1 = \mathcal{D}_1 \cup \mathcal{D}^1$. Mărimea t_i^c :

$$t_i^c = (\Delta t_1)_c + (\Delta t_1')_c, \qquad (2)$$

reprezintă durata de iniţiere a canalului de străpungere (fig. 1).

Pentru calculul temperaturii se utilizează ecuaţia (1), iar pentru calculul intensităţii cîmpului electric $\bar{E}$ şi al densităţii de curent $\bar{J}$ (necesare pentru calculul lui p_{max}) se utilizează ecuaţiile cîmpului electromagnetic în regim electrocinetic cvasistaţionar, (prezentate în [14]. Presiunea gazului din interiorul cavităţii se consideră constantă în timp.

După un interval de timp $(\Delta t_2)_c < (\Delta t_1)_c$, într-o nouă zonă $\mathcal{D}^2$, temperatura depăşeşte valoarea T_c, iar canalul $\mathcal{D}_1^1$ se măreşte cu $\mathcal{D}^2$, luînd

dimensiunile lui $\mathcal{D}_1^2 = \mathcal{D}_1^1 \cup \mathcal{D}^2$. În continuare, într-o nouă zonă $\mathcal{D}^3$, temperatura ajunge la valoarea T_c ș.a.m.d., canalul se dezvoltă, în intervalul de timp $t_{d,L}^e$, pînă ce atinge lungimea critică L [14]; din acest moment (în intervalul de timp $t_{d,a-L}^e$) se produce străpungerea electrică a zonei situate între extremitatea canalului și electrodul-plan (avînd grosimea $a-L$).

Durata de străpungere a dielectricului t_s^e se definește prin relația:

$$t_s^e = t_1^e + t_{d,L}^e + t_{d,a-L}^e. \qquad (3)$$

Valorile calculate ale lui t_s^e (prezentate în [15]) depind de configurația și natura electrozilor și dielectricilor, frecvența și mărimea tensiunii, temperatura mediului ambiant etc., și sînt cuprinse între zeci de ms și mii de s.

2.2. *Verificarea experimentală a modelului*

Pentru verificarea modelului termic s-au utilizat electrozi-ac cu raza de rotunjire $r = 5$ μm. Aceștia au fost introduși în dielectric, la cald, pînă la distanța $d = 1{,}5 \ldots 1{,}8$ mm față de electrodul-plan și, apoi, îndepărtați cu $h = 0{,}5 \ldots 0{,}2$ mm (pentru obținerea cavităților $\mathcal{D}_1$). În vederea eliminării gazelor din cavități, între ace și dielectric s-au realizat (cu ajutorul unor ace de diametru Ø = 1,4 mm) interstiții cilindrice de grosime $g = 0{,}2$ mm (fig. 5).

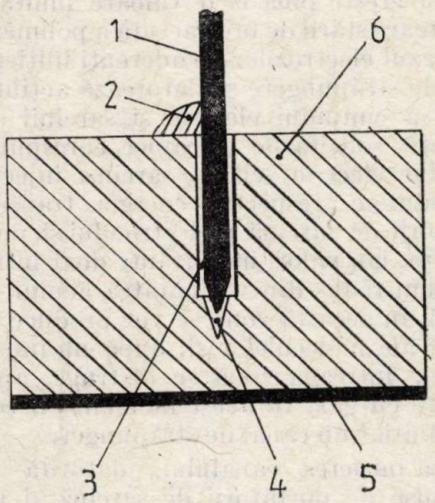


Fig. 5. Fixarea acelor pentru verificarea modelului termic: *1* — electrodul-ac, *2* — chit epoxi, *3* — interstițiu, *4* — cavitate, *5* — electrod-plan (din Ag), *6* — probă din rășină epoxi.

După un interval de timp $(\Delta t_1)_e$ de la aplicarea tensiunii (fig. 2) se constată că o zonă de forma unui paraboloid, aflată în vecinătatea cavității $\mathcal{D}_1$, își schimbă culoarea, iar după un alt interval $(\Delta t_1')_e < (\Delta t_1)_e$, cavitatea se adîncește, inițiindu-se un canal de străpungere. Durata de inițiere t_i^e reprezintă suma dintre intervalele de timp $(\Delta t_1)_e$ și $(\Delta t_1')_e$:

$$t_i^e = (\Delta t_1)_e + (\Delta t_1')_e. \qquad (4)$$

După inițiere, atît lungimea (l), cît și secțiunea canalului (S) se măresc continuu (fig. 6). Se verifică, astfel, calitativ, modelul termic de inițiere și dezvoltare a unui canal de străpungere.

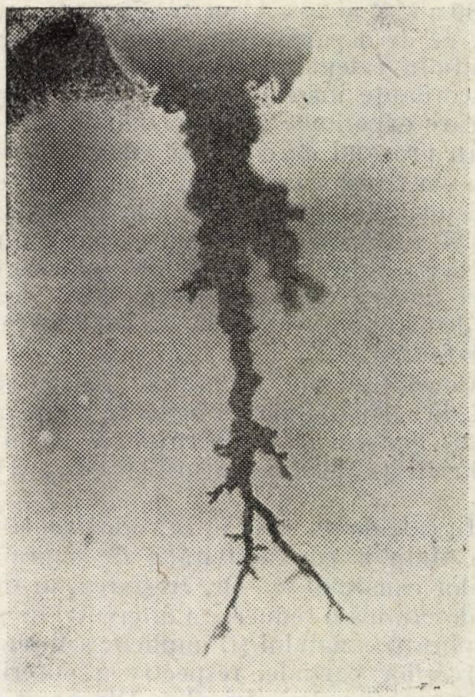


Fig. 6. Dezvoltarea unui canal de străpungere în rășină epoxi în cazul existenței unui interstițiu între electrodul-ac și dielectric.

Urmărind dezvoltarea în timp a canalului se constată că, în anumite momente, din extremitatea sa se dezvoltă canale laterale (în general, de dimensiuni reduse), care, de cele mai multe ori, dispar, ca urmare a lărgirii secțiunii canalului principal (fig. 6). Apariția acestor ramuri se datorează aglomerării purtătorilor de sarcină la extremitatea canalului principal și existenței unor defecte (de volum) în rețeaua dielectricului, respectiv producerii unor străpungeri intrinseci [1]. Se constată, de asemenea că, în cazul unei distanțe între electrozi de 2,3 mm, în momentul în care canalul ajunge la $d = 0{,}8 \ldots 0{,}9$ mm față de electrodul-plan se produce o străpungere rapidă completă a dielectricului, rezultînd un canal de secțiune foarte mare (fig. 12). Aceasta se datorează creșterii conductivității superficiale a canalului (cu cîteva ordine de mărime) și, deci, a valorii potențialului electric în punctul $M \in Oz$.

Durata de dezvoltare a canalului t_d^e reprezină intervalul de timp scurs din momentul inițierii și pînă la străpungerea completă a die-

lectricului, iar durata de străpungere t_s^e — suma dintre duratele de inițiere și de dezvoltare :

$$t_s^e = t_i^e + t_d^e . \qquad (5)$$

Valorile duratelor de inițiere și de străpungere, obținute experimental, sînt superioare cu peste un ordin de mărime celor calculate. De exemplu pentru $a = 2{,}3$ mm, $r = 5$ μm și $U = 24$ kV rezultă $t_i^e = 1 \ldots 10$ s, $t_i^e = 116$ ms, $t_s^e = 40 \ldots$ $\ldots 380$ s și $t_s^e = 28$ s. Aceste diferențe se datorează, pe de o parte, ipotezelor simplificatoare utilizate în calcule și, pe de altă parte, unor neconcordanțe între modul de calcul și cel de verificare experimentală a modelului.

a. În procesul de calcul se consideră temperatura electrozilor constantă și egală cu temperatura mediului ambiant T_0. În realitate, electrozii se încălzesc și transmit o parte din căldura dezvoltată în dielectric mediului ambiant, ceea ce face ca valorile experimentale ale duratelor de străpungere (t_s^e) să fie superioare celor calculate (t_s^e).

b. Constantele de material ε, γ, c și λ se consideră, în calcule, independente de temperatură. Această ipoteză nu se verifică în cazul unor valori ridicate ale temperaturii (1 500 ... 2 000 K [16]).

c. În calcule nu se ia în considerație și variația în timp a conductivității de suprafață a pereților canalului σ_s. Or, creșterea, în timp, a lui σ_s determină o reducere a diferenței de potențial aplicată canalului și, implicit, a intensității descărcărilor parțiale, respectiv a puterii specifice transmise dielectricului. Din acest motiv valorile experimentale ale duratelor de străpungere sînt superioare celor calculate.

d. Modelul geometric utilizat în calcule presupune o aderență perfectă a dielectricului, în afara cavității $\mathcal{D}_1$, la electrodul-ac (fig. 4). În cadrul modelului experimental s-a realizat un interstițiu pentru eliminarea gazului. Drept urmare, o parte din căldura disipată se elimină în exterior, ceea ce duce la reducerea temperaturii la suprafața canalului și, deci, la creșterea duratei de străpungere.

e. Măsurarea exactă a valorilor lui t_i^e este relativ dificilă, întrucît tensiunea de încercare U_i nu se poate aplica brusc : reglarea tensiunii (începînd cu 5 kV) s-a făcut în 4 s, iar măsurarea lui t_i^e a început din momentul atingerii valorii U_i. Rezultă, deci, că valorile lui t_i^e sînt, în realitate, mai mari. În general, nu s-a pus problema măsurării unor intervale de timp de ordinul milisecundelor.

3. Verificarea modelului mecanic

3.1. Prezentarea modelului

Modelul mecanic prezentat în [7] se referă la apariția și dezvoltarea unor rețele de canale neconductoare în dielectricii aflați în cîmpuri electrice intense produse cu electrozi ac-plan. Modelul se bazează pe scindarea în lanț a moleculelor polimerilor sub acțiunea solicitărilor mecanice corespunzătoare gazelor din canalul principal.

Sub acțiunea solicitărilor mecanice, legăturile lanțurilor polimerice se deformează, iar energia necesară ruperii legăturilor $C—C$ se reduce cu AX (A fiind un coeficient structural, iar X — tensiunea mecanică specifică). Drept urmare, crește probabilitatea scindării legăturilor interatomice P datorită fluctuațiilor termice :

$$P \sim \exp\,[-(U_0 - AX)/RT], \qquad (6)$$

unde U_0 reprezintă energia de activare corespunzătoare scindării unei legături interatomice ; T — temperatura și R — constanta universală a gazelor [17].

Prin scindarea unei molecule se formează doi radicali primari de capăt foarte activi ; aceștea reacționează rapid cu două molecule adiacente : extrag cîte un ion de hidrogen, ceea ce determină scindarea acestora. Prin scindarea celor două molecule rezultă alți radicali de capăt care, la rîndul lor, extrag ioni de hidrogen din macromoleculele vecine, inițiind alte reacții de descompunere ș.a.m.d., procesul se continuă pînă la scindarea unui mare număr de molecule. Apare, astfel, o microzonă distrusă, respectiv o submicrofisură, ale cărei dimensiuni sînt specifice fiecărui polimer în parte [7]. Dacă solicitările mecanice persistă, concentrația submicrofisurilor crește pînă la o valoare limită, corespunzătoare stării de prefractură a polimerului.

În cazul electrozilor-ac aderenți inițierea unui canal de străpungere se datorează acțiunii combinate a cîmpului electric și sarcinii spațiale. Dar, atît solicitările mecanice corespunzătoare cîmpului electric, cît și sarcina injectată de electrodul-ac, respectiv energia transmisă de purtătorii de sarcină dielectricului și, deci, temperatura, iau valori importante doar într-o zonă de volum redus din vecinătatea acului. În consecință, în această zonă se vor produce scindări în lanț ale moleculelor și, după un interval de timp t_i, întreaga zonă se distruge, apărînd o cavitate cu gaz. În acest moment se consideră că s-a inițiat un canal de străpungere.

După inițierea canalului, datorită energiei transmise de purtătorii de sarcină și presiunii gazului, se produc noi scindări ale moleculelor, îndeosebi la extremitatea canalului, ceea ce duce la creșterea presiunii gazului. Se produc o serie de noi microfisuri ale dielectricului (după direcții arbitrare), concentrația lor crescînd în timp, mai ales în zona din extremitatea canalului. Drept urmare, canalul inițial se alungește, iar după un anumit timp apar și canale laterale. În acest moment gazele din canalul principal difuzează în canalele laterale, presiunea lor scade și intensitatea descărcărilor parțiale crește. Pu-

tătorii de sarcină pătrund (și) în canalele laterale, temperatura pereților acestora crește și apar descompuneri ale moleculelor și submicrofisuri. În continuare crește concentrația submicrofisurilor, canalele se dezvoltă, iar din ele se dezvoltă și canale laterale, apărînd o rețea, respectiv o arborescență.

Deoarece valorile temperaturii sînt mai reduse decît în cazul modelului termic, conductivitatea electrică superficială a pereților canalului ia, la rîndul său, valori mai reduse, ceea ce face ca și diferența de potențial dintre electrodul-plan și extremitatea canalului să fie mai redusă decît în cazul modelului termic. În consecință, unele canale pot să ajungă la electrodul-plan fără a se produce, în acel moment, o străpungere termică de regim permanent.

3.2. Verificarea modelului

Pentru verificarea modelului mecanic s-au utilizat ace cu $r = 5$ μm, fixate la cald, sau în rășina fluidă. Prin fixarea acelor la cald se produc tensiuni mecanice ale dielectricului și apar submicrofisuri, sau chiar microfisuri, în structura acestuia [18]. După stabilirea cîmpului electric, în zonele din vecinătatea acelor, solicitările termomecanice se intețesc, apărînd cavități (fig. 7) și, apoi, unul sau mai multe canale inițiale (fig. 8).

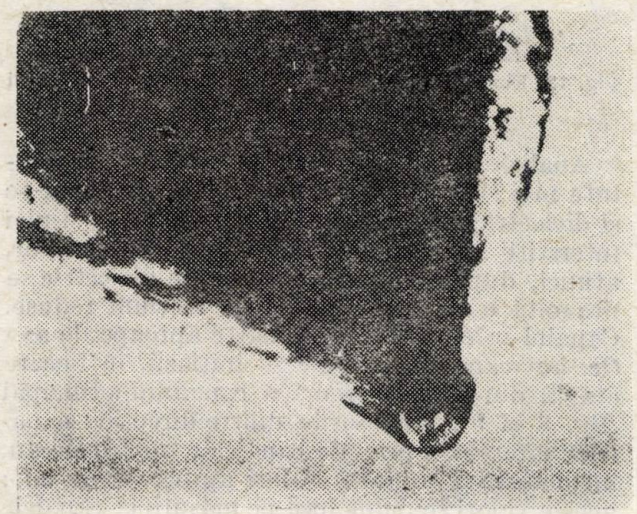


Fig. 7. Apariția unor cavități în vecinătatea electrodului-ac (după stabilirea cîmpului electric).

După inițiere se constată, pe de o parte, o alungire a canalelor, îndeosebi a canalelor principale, respectiv a celor aflate mai aproape de axa de simetrie Oz a electrozilor (canalul A, fig. 8 și 9) și, pe de altă parte, apariția unor canale laterale de dimensiuni reduse. La un moment dat, din extremitatea canalului principal se inițiază o serie de canale laterale (D, fig. 9) de dimensiuni importante, care se dezvoltă continuu și din care se inițiază alte canale după direcții aproape perpendiculare pe direcțiile

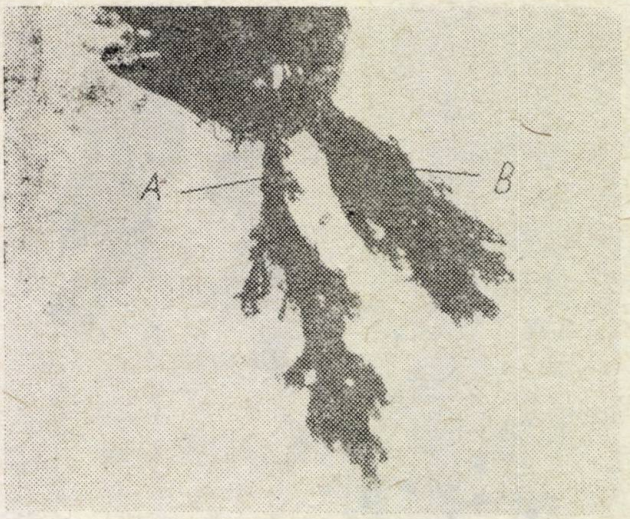


Fig. 8. Apariția canalelor inițiale A și B (în zona cu solicitările cele mai intense).

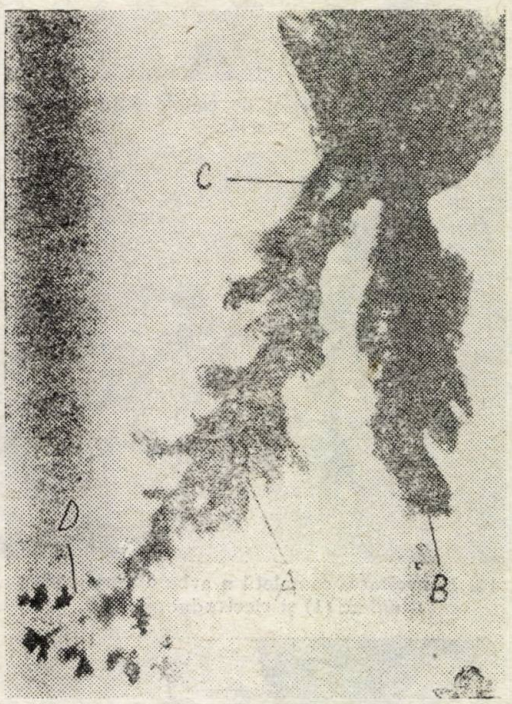


Fig. 9. Apariția celui de-al treilea canal inițial C și dezvoltarea unor canale laterale (din canalul principal).

canalelor D (fig. 10). După un anumit interval de timp, de la inițierea canalului principal (t'_d), unul dintre canale (A, fig. 11) atinge electrodul-plan, iar după $t''_d \ll t'_d$ se produce străpungerea completă a dielectricului. În urma străpungerii rezultă un canal de secțiune foarte mare, care acoperă rețeaua de canale dezvoltată anterior (E, fig. 12).

În cazul fixării acelor în rășina nepolimerizată rezultă un singur canal principal, de secțiune mai redusă și situat, în general de-a lungul axei Oz (fig. 13).

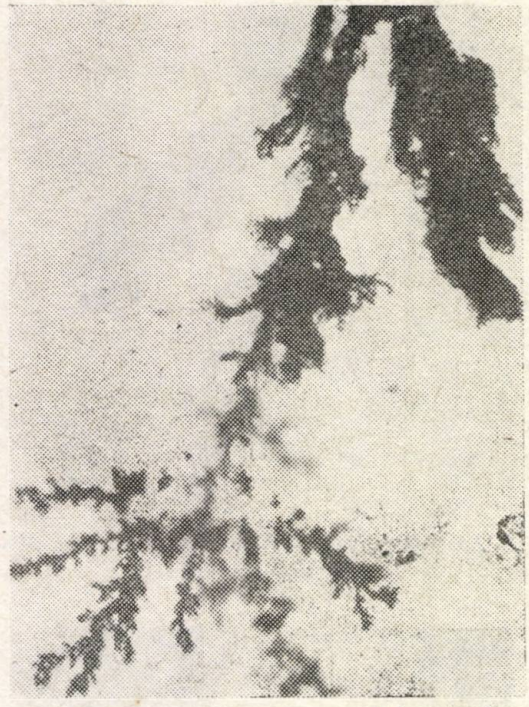


Fig. 10. Dezvoltarea rețelei de canale datorită solicitărilor gazelor.

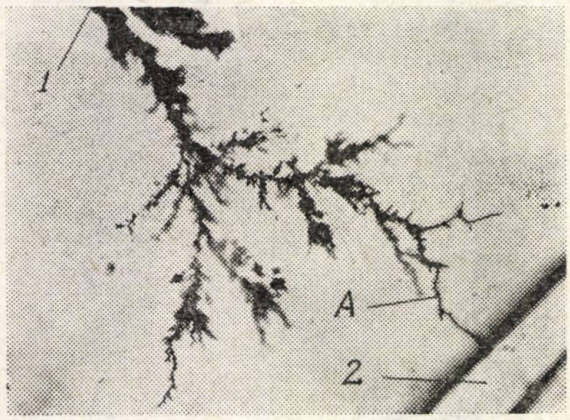


Fig. 11. Dezvoltarea completă a arborescenței între electrodul-ac (1) și electrodul-plan (2).

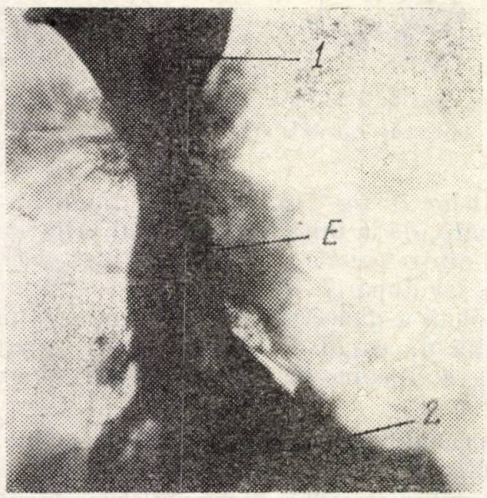


Fig. 12. Canal (E) rezultat în urma unei străpungeri termice : 1 — ac, 2 — crater.

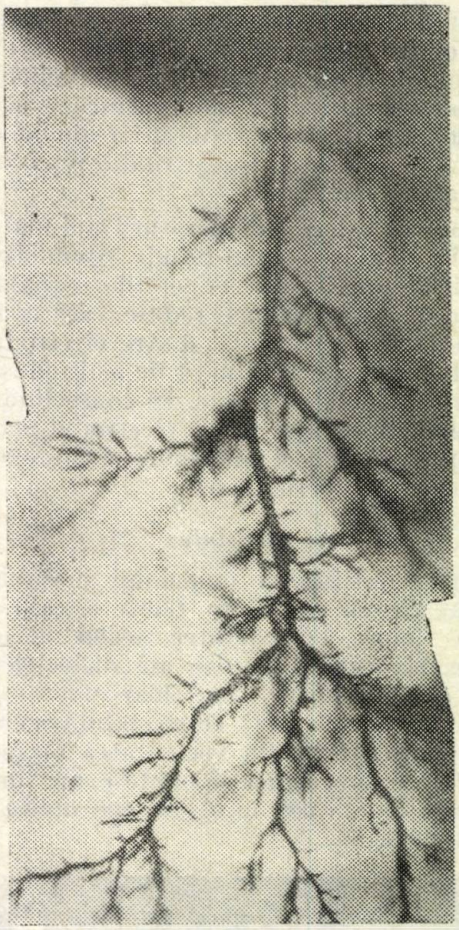


Fig. 13. Dezvoltarea unei rețele de canale în cazul fixării acelor în rășina fluidă.

Analizînd rezultatele experiențelor prezentate mai sus rezultă că, dacă între electrozii-ac și dielectric nu există cavități importante și nici interstiții care să permită eliminarea gazelor, atunci, după aplicarea tensiunii, în dielectric se dezvoltă o rețea de canale de secțiuni reduse. Canalul principal se află foarte aproape de axa Oz, iar canalele laterale se inițiază, în fiecare etapă, din zona extremă a canalului principal (fig. 8 și 9). Unghiurile dintre direcțiile canalelor laterale și cele ale canalelor principale au, în momentul inițierii, valori apropiate de 90° ; aceste valori se reduc însă pe măsură ce canalele se dezvoltă. Asemenea mod de dezvoltare a rețelelor de canale confirmă valabilitatea modelului mecanic, privind rolul presiunii gazelor și al temperaturii asupra inițierii și dezvoltării canalelor de străpungere [7].

Existența unor valori mari ale presiunii gazelor este confirmată experimental de smulgerile de material (craterele), care se produc în momentele în care arborescențele s-au apropiat foarte mult de electrozii-plani (fig. 11 și 14). În momentele imediat următoare se formează canalele finale de străpungere (E, fig. 12).

În figura 11 se observă că, deși canalele au atins electrodul-plan, străpungerea dielectricului

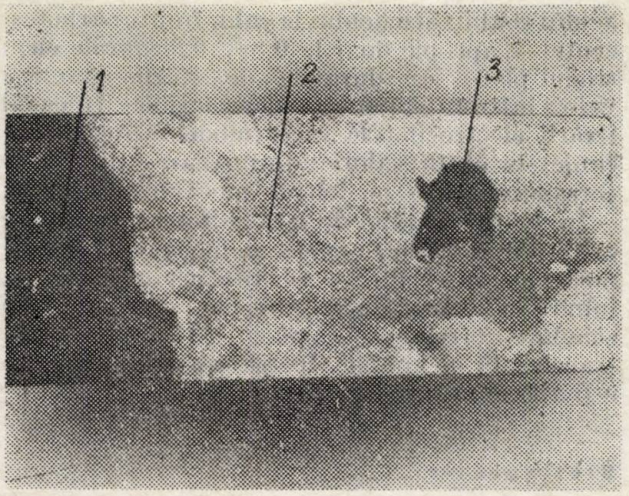


Fig. 14. Smulgere de material (crater) datorată presiunii gazelor : *1* — proba de încercat, *2* — electrod-plan, *3* — crater.

se produce mai tîrziu. Prin urmare, valorile conductivităţii electrice superficiale a canalelor, respectiv valorile temperaturii sînt, în zonele respective, relativ reduse. Aceasta confirmă rolul solicitărilor mecanice ale gazelor asupra dezvoltării canalelor.

4. Model termomecanic de străpungere a dielectricilor solizi

Fixarea la rece a acelor determină apariţia unor cavităţi la vîrfurile acestora ($\mathfrak{D}_1$, fig. 4) de dimensiuni importante. După aplicarea cîmpului electric, din aceste cavităţi se dezvoltă canale de străpungere, a căror configuraţie diferă de configuraţia canalelor corespunzătoare modelelor termic şi mecanic : au secţiuni mari şi prezintă, de-a lungul lor, o serie de cavităţi din care pleacă canale secundare (laterale) (fig. 15).

Dezvoltarea unor canale de tipul celui prezentat în figura 15 se datorează acţiunii combinate a căldurii şi gazelor. Astfel, după stabilirea cîmpului electric, în cavitatea $\mathfrak{D}_1$, se dezvoltă descărcări parţiale, datorită cărora, într-o zonă $\mathfrak{D}^1$, temperatura depăşeşte valoarea critică T_c şi moleculele se scindează, iniţiindu-se canalul de străpungere. În continuare, într-o nouă zonă $\mathfrak{D}^2$, temperatura atinge valoarea T_c ş.a.m.d., canalul îşi măreşte, în timp, lungimea şi secţiunea.

Scindarea moleculelor determină însă o creştere continuă a presiunii gazelor (acestea neputînd fi evacuate), respectiv a solicitărilor mecanice exercitate asupra pereţilor canalului. Pe de altă parte, cu creşterea presiunii scade intensitatea descărcărilor parţiale şi, deci, şi temperatura în regiunea $\mathfrak{D}_k$, situată în vecinătatea canalului (fig. 4). Doar într-o zonă de dimensiuni reduse, aflată la extremitatea canalului (zona A, fig. 15), temperatura depăşeşte valoarea T_c ; apare, deci, o cavitate. Volumul acestei cavităţi

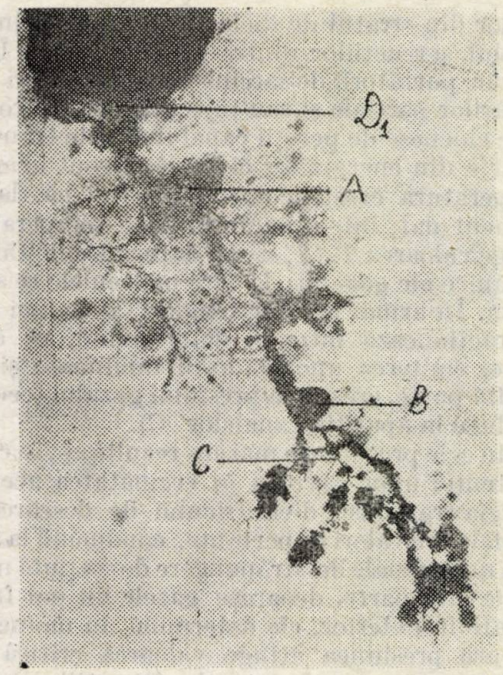


Fig. 15. Dezvoltarea unei reţele de canale în cazul existenţei unei cavităţi la vîrful acului.

creşte în timp, şi, odată cu aceasta şi presiunea gazelor din canal.

Creşterea continuă a presiunii gazelor determină intensificarea solicitărilor mecanice ale dielectricului ; cum în zona A şi temperatura are valori mai mari, aici creşte cel mai mult concentraţia submicrofisurilor şi apar canale laterale. În canalele nou formate difuzează gazele, ceea ce duce la reducerea presiunii în canalul principal. Drept urmare, descărcările parţiale se întreţesc şi canalul principal se adînceşte.

Pe măsură ce canalul principal se dezvoltă, presiunea gazului creşte, ceea ce conduce la dezvoltarea canalelor laterale existente şi la iniţierea unor noi canale (în zonele în care temperatura are valorile cele mai ridicate). Se constată că, în momentul în care canalul a ajuns în punctul B, în zona respectivă se dezvoltă o nouă cavitate (de secţiune superioară secţiunii canalului), iar după un anumit timp, din această cavitate, se iniţiază cîteva canale secundare (C, fig. 15).

Formarea cavităţilor se datorează aglomerării purtătorilor de sarcină la extremitatea canalului principal, iar iniţierea noilor canale — solicitărilor mecanice ale gazelor şi căldurii.

Cu puţin timp înainte de formarea canalelor C, în vecinătatea cavităţii A se remarcă apariţia unei pete luminoase care se deplasează de-a lungul porţiunii $A-B$ a canalului principal. Trecerea acestui disc luminos este urmată, imediat, de mărirea secţiunii canalului. După ce pata luminoasă a ajuns în cavitatea B se iniţiază (şi, apoi, se dezvoltă) canalele C.

Apariţia şi deplasarea petei luminoase corespunde radiaţiilor emise în urma scindării mole-

culelor din stratul de dielectric, care mărgineşte canalul, şi reacţiilor dintre ionii rezultaţi. Într-adevăr, purtătorii de sarcină corespunzători descărcărilor parţiale şi/sau injectaţi de electrodul-ac se ciocnesc de pereţii canalului şi le transmit o parte din energia lor cinetică. Drept urmare, temperatura creşte continuu, astfel că, la un moment dat, într-o anumită zonă temperatura atinge valoarea T'_c ($T'_c < T_c$, datorită solicitărilor mecanice ale gazului), la care moleculele se scindează. În urma acestor scindări apar ioni care interacţionează între ei determinînd, pe de o parte, emiterea unor radiaţii luminoase şi, pe de altă parte, creşterea presiunii gazului (ceea ce conduce la apariţia canalelor C).

Din cele prezentate mai sus rezultă că, în cazul existenţei unor cavităţi în vecinătatea acelor, energia transmisă dielectricului de descărcările parţiale are valori importante, conducînd la apariţia unor canale de străpungere de secţiuni mari. Pe de altă parte, deoarece gazele nu pot fi eliminate în exterior, ele determină, în momentul în care presiunea atinge valoarea critică p_c, apariţia unor canale laterale. Direcţiile acestor canale depind, evident, atît de intensitatea solicitărilor termice locale ale dielectricului, cît şi de structura fizică a zonei respective (defecte de volum, grad de cristalinitate etc.).

5. Concluzii

Străpungerea dielectricilor solizi depinde, în mare măsură, de modul de fixare a electrozilor. Astfel, în cazul utilizării electrozilor perfect aderenţi se obţine o reţea de canale neconductoare (de secţiuni reduse), datorate, în principal, solicitărilor cîmpului electric şi gazelor (fig. 13). Aceste reţele sînt cu atît mai dese cu cît energia de scindare U_0 are valori mai reduse. Din acest motiv arborescenţele sînt mai dese în cazul polietilenei decît în cazul răşinilor epoxi.

Dacă la vîrfurile acelor există cavităţi (provocate chiar prin introducerea acelor), se produc descărcări parţiale intense; apare un singur canal principal de secţiune mare şi, din loc în loc, canale laterale de secţiuni mai reduse (fig. 15). Pe de altă parte, datorită nivelului ridicat al descărcărilor parţiale se produce şi o deformare importantă a cavităţii iniţiale (fig. 15).

În cazul cînd cavităţile iniţiale comunică cu exteriorul, presiunea gazelor din canale este relativ redusă; în consecinţă, se dezvoltă un singur canal, de secţiune foarte mare (fig. 6).

Lungimile arborescenţelor şi duratele de străpungere a dielectricilor depind de modul de fixare a electrozilor. Astfel, în cazul electrozilor aderenţi frontul arborescenţei se apropie pînă la circa 0,25 mm de electrodul-plan, iar duratele de străpungere variază, pentru o configuraţie electrozi-dielectric dată, între 120 şi 600 s. Pentru aceeaşi configuraţie electrozi-dielectric, în cazul existenţei unui interstiţiu în jurul acului şi al fixării acului la cald, frontul arborescenţei se apropie doar la 0,8...0,9 mm de electrodul-plan, iar duratele de străpungere iau valori între 40 şi 380 s (modelul termic). În cazul fixării electrozilor la rece (modelul termomecanic) se obţin valori intermediare între cele corespunzătoare modelelor mecanic şi termic.

În cadrul lucrării de faţă se face o verificare calitativă a modelelor termic, mecanic şi termomecanic. O verificare cantitativă a acestora, luînd în consideraţie valorile energiilor de scindare, presiunea gazelor ([15]) şi energia transferată de cîmpul electric corpului urmează a fi abordată într-o lucrare viitoare.

Bibliografie

[1] *O'Dwyer, J. J.* The theory of dielectric breakdown of solids. Clarendon Press, Oxford, 1964.

[2] *Goffaux, R.* Etude physique du comportement électrique de matériaux isolants inhomogènes plongés dans un champ électrique important (formation de treeing). În : Bull. Sc. de l'A.I.M., 1972, **2**, p. 97—117.

[3] *Goffaux, R.* Sur le mécanisme de perforation des isolants solides et minces plongés dans un champ électrique intense. În : R.G.E., 1972, **81**, 4, p. 247—254.

[4] *Notingher, P.* Modèle thermique d'initiation et de développement des arborescences électriques dans le système pointe-plan, EdF, Paris, 1976, Rapport HM/065/934.

[5] *Notingher, P.* On the breakdown mechanism of inhomogeneous solid dielectrics. În : Rev. Roum. Sci. Techn. — — Electrotechn. et Energ., 1979, **24**, 4, p. 651—663.

[6] *Notingher, P., Ifrim, A.* Influenţa sarcinii spaţiale asupra străpungerii dielectricilor solizi. În : Bul. I.P.B., S. Electrotehnică, 1985, **41**, p. 145 — 168.

[7] *Notingher, P.* Model mecanic de străpungere a izolanţilor în cîmpuri electrice intense. În : E.E.A. Electrotehnica, 1986, **31**, 5, p. 214—220.

[8] *Laurent, C., Mayoux, C.* Analysis of the propagation of electrical treeing using optical and electrical methods. În : I.E.E.E. Trans. Electr. Insul., 1980, EI—**15**, 1, p. 33—41.

[9] *Ifrim, A.* ş.a. Producerea accelerată în laborator a arborescenţelor în materiale electroizolante sintetice. În : Lucr. Simp. Naţ. de Fiz. Sol., Cluj-Napoca, 1978, p. 101—103.

[10] *McMahon, E.J.* A tutorial on treeing. In : I.E.E.E. Trans. Electr. Insul., 1978, EI—**13**, 4, p. 277—288.

[11] *Kutschera, K.* Foamed plastics used as insulating materials for high voltages. World Electrotechnical Congress, Moscou, Sect. 3A, Paper 67.

[12] *Olyphant, M.* Types of insulation breakdown. În : Insulation, 1963, **11**, p. 33 — 37.

[13] *Berlein, H.* Identification d'un critère intrinseque de tenue des isolants à la tension. În : R.G.E., **79**. 4, p. 497— — 505.

[14] *Notingher, P.* Methode de calcul de la durée de rupture dans le système pointe-plan. În : Rev. Roum. Sci. Techn. — Electrotechn. et Energ., 1986, **31**. 1, p. 59—68.

[15] *Notingher, P.* Le calcul numérique des durées de rupture. L'influence des gaz de l'interieur des cavités. În : Rev. Roum. Sci. Techn. — Electrotechn. et Energ., 1986, **31**, p. 133 — 144.

[16] *Mason, J. H.* Discharges. În : I.E.E.E. Trans. Electr. Insul., 1978, EI—**13**, 4, p. 211—238.

[17] *Zhurkov, S. N* ş.a. Mechanism of submicrocrack generation in stressed polymers. În : J. of Polymer Science, Pt. A—2, 1972, **10**, p. 1509—1520.

[18] *Notinger, P.* Influenţa solicitărilor mecanice asupra, străpungerii dielectricilor termorigizi. În : Bul. I.P.B. 1986, **48**, (în curs de apariţie).

CZ 621.3.005 : 621.317.7 : 621.3.019.3

ECHIPAMENT ELECTRIC
COEFICIENT DE SIGURANȚĂ
INDICATORI STATISTICI

Coeficientul de siguranță operațional al elementelor echipamentelor electrice

VALERIE PANAITE* — BUCUREȘTI

Introducere

Coeficientul de siguranță determină rezerva de material, din construcția unui element, indicînd raportul care există între starea de funcționare în condiții normale și starea-limită caracterizată de un defect, care prin excelență reprezintă un eveniment aleator.

În proiectarea tradițională aceste aspecte sînt tratate în mod determinist : valoarea coeficientului de siguranță adoptîndu-se arbitrar pe baza unor considerații globale asupra comportării soluțiilor existente.

Tendințele actuale ale industriei de optimizare a soluțiilor și de reducere a consumurilor specifice de material aduc nivelul solicitărilor normale tot mai aproape de limita de la care un defect trebuie să fie privit ca un eveniment real și, deci, posibil. În această situație metodele tradiționale de proiectare nu mai stăpînesc eficient comportarea în funcționare a produsului.

Statistica matematică și teoria probabilităților, utilizate în operațiile de proiectare și dimensionare, fac posibilă o abordare mai corectă a acestor probleme. Coeficientul de siguranță poate fi determinat avînd o valoare dependentă de probabilitatea defectului la care se referă, devenind astfel un factor operațional în proiectare, verificabil prin prelucrarea informațiilor curente din încercări sau exploatare.

În această lucrare sînt prezentate o serie de relații originale, referitoare la determinarea coeficientului de siguranță pentru diferite cazuri practice. Coeficientul de siguranță astfel conceput permite și abordarea unor legături cu parametrii fiabilității previzionale prin utilizarea analizei arborelui de defectare [1], convenabilă sistemelor cu structuri complexe, cum sînt echipamentele electrice.

1. Aspecte aleatoare ale caracteristicilor funcționale și de material

Caracteristicile X ale materialelor utilizate la construcția elementelor componente din echipamentele electrice cum ar fi : rezistivitatea, masa volumică, rigiditatea dielectrică, pierderi specifice, rezistență la rupere etc., sau cele funcționale : curentul de mers în gol la un transformator, forța de tracțiune la un electromagnet (în poziție deschis sau închis), căderea de tensiune la un contact electric etc., sînt indicate în general prin valorile lor medii μ_x. În anumite cazuri se precizează și cîmpul de toleranță T_x care reprezintă diferența dintre valorile maxime și minime admisibile. Determinările experimentale, asupra oricărei caracteristici X, arată că valorile respective au aspectul unor variabile aleatoare la care cîmpul de variație denumit „interval de variație naturală", $(\mu_x - \Delta x,\ \mu_x + \Delta x)$, acoperă valoarea medie μ_x cu o anumită probabilitate, care poate fi specificată. Considerînd variația aleatoare ca fiind supusă unei legi de repartiție normală, dacă se adoptă $\Delta x = 3\sigma_x$, unde σ_x este abaterea standard, rezultă un interval de variație naturală cu probabilitatea 99,74%. Cîmpul de toleranță impus și intervalul natural de variație trebuie să se afle într-o corectă corelație. Sub aspect statistic valorile tipice de bază ale unei caracteristici X, denumite și indicatori statistici, sînt : media μ_x și abaterea standard σ_x (sau dispersia σ_x^2), definite de relațiile cunoscute :

$$\mu_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} x_i \qquad (1)$$

și :

$$\sigma_x = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} (x_i - \mu_x)^2}\ . \qquad (2)$$

Un indicator frecvent întîlnit în analizele statistice industriale [2], utilizat și ca indicator al cîmpului de variație, este „coeficientul de variație" definit de relația :

$$C_x = \frac{\sigma_x}{\mu_x} \qquad (3)$$

și exprimat de cele mai multe ori în procente. Astfel, temperatura maximă măsurată a unei căi de curent are un coeficient de variație de $2 \div 5\%$, iar caracteristica rezistentă a unui contactor $3 \div 6\%$.

2. Modelarea probabilistică a defectării

Defectele elementelor componente ale echipamentelor electrice pot fi „totale" atunci cînd nu-și mai îndeplinesc funcția impusă sau de

* Conf. dr. ing. *V. Panaite* — Institutul Politehnic — București.

„derivă" dacă funcţionează cu abateri faţă de parametrii prescrişi. Procesul de defectare poate fi „brusc" (spargerea unui izolator, explozia unei camere de stingere etc.) sau „progresiv" cînd valoarea unui anumit parametru, legat de acest proces, creşte sau scade permanent (uzura contactelor, îmbătrînirea izolaţiei, oboseala pieselor metalice etc.).

În acest caz se stabileşte drept criteriu de defectare o valoare limită admisibilă a indicatorului respectiv (masa minimă a contactelor, rigiditatea dielectrică minimă, rezistenţă la rupere minimă etc.) sau valoarea care reflectă anumite condiţii tehnice (temperatură maximă admisibilă, curent maxim etc.).

Un element oarecare, în funcţionare, este supus fie unei solicitări unice semnificative de o anumită natură (termică, dielectrică, mecanică etc.), fie unor solicitări combinate. Pentru elementul respectiv solicitarea este caracterizată de două valori u — situaţie de lucru (temperatura de regim, intensitatea cîmpului electric, tensiunea mecanică) şi v — situaţia limită la care se poate raporta defectul (temperatură maximă, rigiditatea dielectrică, rezistenţa la rupere ş.a.). În cazul unui lot de produse de acelaşi tip, executat din aceleaşi materiale şi cu aceeaşi tehnologie, în condiţii similare, valorile reale u şi v variază de la un produs la altul, conform celor menţionate în capitolul anterior. Aceste variaţii sînt aleatoare, iar valorile mărimilor u şi v pot fi considerate drept caracteristici statistice cu *repartiţii normale* avînd ca valori tipice mediile $\mu_u \mu_v$ şi dispersiile σ_u^2 şi σ_v^2. Se ştie că o variabilă aleatoare trebuie privită sub două aspecte: al valorilor caracteristicii şi al probabilităţilor de apariţie a valorilor respective.

Variabilelor u şi v le corespund funcţiile densităţilor de probabilitate $f(u)$ şi $f(v)$ cu expresiile:

$$f(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_u} e^{-\frac{(u-\mu_u)^2}{2\sigma_u^2}}, \tag{7}$$

$$f(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_v} e^{-\frac{(v-\mu_v)^2}{2\sigma_v^2}}. \tag{8}$$

Acestea sînt reprezentate grafic în figura 1, observîndu-se că au o simetrie în raport cu valorile medii respective (μ_u, μ_v).

În condiţii de lucru normale, cînd componentul considerat îşi îndeplineşte corect funcţia impusă, între solicitările de lucru şi cele limită există relaţia:

$$u \prec v. \tag{9}$$

Defectul caracteristic D (total sau de derivă) se produce atunci cînd $u > v$ [3]. Fiind un

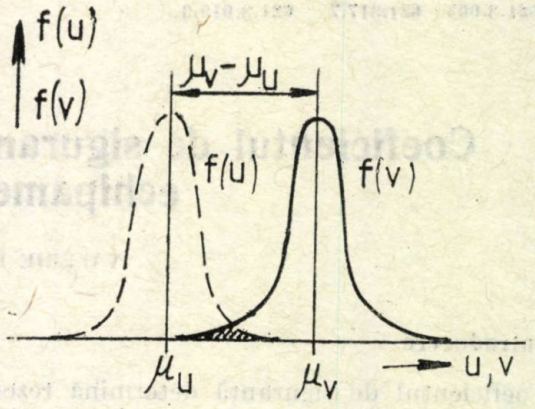


Fig. 1

eveniment aleator probabilitatea sa de apariţie este dată de relaţia:

$$P(D) = P(v<u) = P\ [(v-u)<o]. \tag{10}$$

Înlocuind:

$$v - u = x, \tag{11}$$

expresia (10) devine:

$$P(D) = P(x < o). \tag{12}$$

Conform teoriei probabilităţilor, variabila x este, de asemenea, aleatoare cu aceeaşi repartiţie normală avînd ca valori tipice media şi dispersia, definite de relaţiile:

$$\mu_x = \mu_v - \mu_u \tag{13}$$

şi:

$$\sigma_x^2 = \sigma_u^2 + \sigma_v^2. \tag{14}$$

Funcţia densităţii de probabilitate a variabilei aleatoare $X : N(\mu_x, \sigma_x^2)$, $f(x)$, este reprezentată în figura 2 a.

Probabilitatea defectului poate fi exprimată de următoarea relaţie:

$$P(x < 0) = \int_{-\infty}^{0} f(x)\, dx = F(x = 0), \tag{15}$$

unde $F(x)$ este funcţia de repartiţie normală (Gauss).

Cu observaţiile referitoare la *v.a.x.*, făcute anterior, relaţiile (10), (12) şi (15) capătă forma:

$$P(D) = P(x < 0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\ \sigma_x} \int_{-\infty}^{0} e^{-\frac{(x-\mu_x)^2}{2\sigma_x^2}} dx. \tag{16}$$

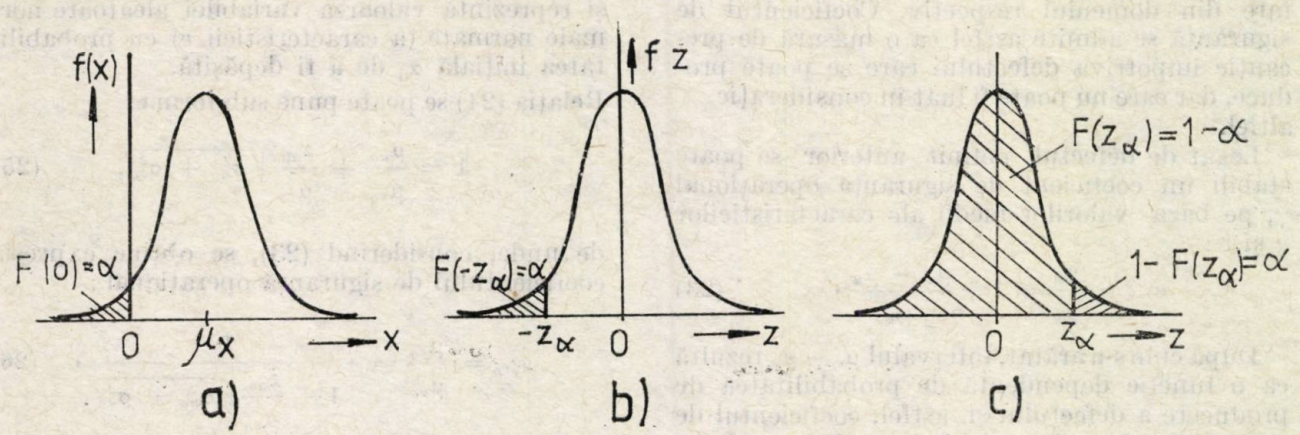


Fig. 2

Valoarea acestei integrale este egală cu aria haşurată, reprezentată în figura 2 a. Calculul analitic presupune schimbarea de variabilă:

$$\frac{x - \mu_x}{\sigma_x} = z. \tag{17}$$

Pentru $x = 0$:

$$z = -\frac{\mu_x}{\sigma_x} = -z_\alpha. \tag{18}$$

Înlocuind (17) şi (18) în (16) probabilitatea defectului considerat este dată de expresia:

$$P(D) = P(z < -z_\alpha) = \int_{-\infty}^{-z_\alpha} f(z)\,dz = F(-z_\alpha) = \alpha, \tag{19}$$

unde $f(z)$ este funcţia densităţii de probabilitate a variabilei z cu repartiţie normală normată (fig. 2 b). Se ştie că integrala acestei funcţii $F(z)$ este funcţia de repartiţie Laplace:

$$F(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{z} e^{-\frac{1}{2}z^2} dz, \tag{20}$$

tabelată, fapt care simplifică mult calculele aplicaţiilor industriale.

Ţinînd seama de proprietăţile funcţiei de repartiţie Laplace relaţia (19) se poate pune sub forma:

$$P(D) = \int_{-\infty}^{-z_\alpha} f(z)\,dz = 1 - \int_{-\infty}^{-z_\alpha} f(z)\,dz = 1 - F(z_\alpha), \tag{21}$$

unde $F(z_\alpha)$ reprezintă probabilitatea evenimentului contrar $\bar{D}$, adică, probabilitatea nedefectării: $P(\bar{D}) = F(z_\alpha)$ fig. 2c).

Probabilitatea cu care valoarea $z\alpha$ este depăşită, $P(z > z_\alpha) = \alpha$ (denumită şi nivel de semnificaţie), reprezintă probabilitatea de apariţie a defectului. Valorile probabilităţilor α funcţie de z_α sînt prezentate în tabelele 1 şi 2.

Se observă, în consecinţă, că probabilitatea defectului este determinată de intervalul definit de valorile medii $\mu_v - \mu_u$ şi de dispersiile σ_u^2 şi σ_v^2, ceea ce grafic, este legată de aria obţinută din intersecţia curbelor de probabilitate (aria haşurată din fig. 1) şi axa absciselor. Parametrii σ_u^2 şi σ_v^2 pot fi utilizaţi ca indicatori de calitate pentru mărimile la care se referă (materiale, tehnologie de fabricaţie, metodologii de calcul etc.).

3. Coeficientul de siguranţă operaţional

3.1. Relaţii de definiţie

Dimensionarea diferitelor elemente componente ale produselor industriale se efectuează, în general, în raport cu un anumit tip de solicitare, pe baza unei relaţii existente între dimensiunile respective şi valoarea solicitării de lucru considerată. Această solicitare este legată de situaţia limită admisibilă sau situaţia de defectare prin coeficientul de siguranţă.

În proiectarea tradiţională, prin definiţie, coeficientul de siguranţă c se obţine din compararea a două mărimi numerice: M_l — valoarea corespunzătoare situaţiei limită şi M — valoarea corespunzătoare situaţiei de lucru. Astfel:

$$c \triangleq \frac{M_l}{M}. \tag{22}$$

Mărimile M_l şi M sînt considerate în sens determinist, avînd valori unice în situaţiile respective. În acest caz valoarea coeficientului de siguranţă este adoptată arbitrar fiind justificată de existenţa unor construcţii similare, care au dat satisfacţii, sau pe baza unor experienţe de proiec-

tare din domeniul respectiv. Coeficientul de siguranţă se admite astfel ca o măsură de precauţie împotriva defectului care se poate produce, dar care nu poate fi luat în consideraţie altfel.

Legat de defectul definit anterior se poate stabili un coeficient de siguranţă operaţional γ, pe baza valorilor medii ale caracteristicilor u şi v :

$$\gamma \triangleq \frac{\mu_v}{\mu_u} = 1 + \frac{\mu_v - \mu_u}{\mu_u}. \qquad (23)$$

După cum s-a arătat, intervalul $\mu_v - \mu_u$ rezultă ca o funcţie dependentă de probabilitatea de producere a defectului şi, astfel, coeficientul de siguranţă poate fi determinat analitic pe baza indicatorilor statistici.

Ţinînd seama de modul cum se pune problema în diferitele cazuri practice, coeficientul de siguranţă poate fi determinat în raport cu una din caracteristicile u sau v (raportat la starea-limită sau la starea de lucru), care este specificată şi care devine astfel o caracteristică de referinţă.

3.2. *Coeficientul de siguranţă raportat la starea-limită*

Utilizarea coeficientului de siguranţă, definit în raport cu v, este specifică proiectării şi dimensionării elementelor unde valorile parametrilor stării-limită (μ_{vo}, σ_{vo}) sînt cunoscute.

Se notează cu μ_{uo}, σ_{uo}, μ_{vo} şi σ_{vo} valorile iniţiale ale parametrilor (produs industrial în starea nouă).

Adoptînd o anumită probabilitate iniţială a defectului $P(D) = \alpha_0$, parametrul z_{α_0}, relaţia (21), se obţine din tabelul 1 sau 2.

Înlocuind (13) şi (14) în (18) acest parametru capătă expresia :

$$z_{\alpha 0} = \frac{\mu_{v_0} - \mu_{uo}}{\sqrt{\sigma_{u_0}^2 + \sigma_{vo}^2}} \qquad (24)$$

şi reprezintă valoarea variabilei aleatoare normale normate (a caracteristicii v) cu probabilitatea iniţială α_0 de a fi depăşită.

Relaţia (24) se poate pune sub forma :

$$1 = \frac{\mu_{uo}}{\mu_{vo}} + \frac{z_{\alpha 0}}{\mu_{vo}}\sqrt{\sigma_{uo}^2 + \sigma_{vo}^2}, \qquad (25)$$

de unde, considerînd (23), se obţine expresia coeficientului de siguranţă operaţional :

$$\gamma_{vo} = \frac{\mu_{vo}}{\mu_{uo}} = \frac{1}{1 - \frac{z_{\alpha o}}{\mu_{vo}}\sqrt{\sigma_{uo}^2 + \sigma_{vo}^2}}, \qquad (26)$$

cu notaţiile :

$$\varepsilon_{\sigma v} = \frac{\sigma_{uo}}{\sigma_{vo}} \qquad (27)$$

şi :

$$C_{vo} = \frac{\sigma_{vo}}{\mu_{vo}}, \qquad (28)$$

relaţia (26) capătă forma :

$$\gamma_{vo} = \frac{1}{1 - z_{\alpha o} C_{vo}\sqrt{1 + \varepsilon_{\sigma v}^2}}. \qquad (29)$$

Coeficientul de variaţie C_{vo} poate fi utilizat şi ca un indicator al calităţii materialelor ; valorile reduse indicînd un nivel ridicat al calităţii. În mod similar, abaterea standard σ_{uo} sau coeficientul de variaţie C_{uo} reflectă abaterile tehnologice şi cele ale solicitărilor din funcţionare. Prelucrarea informaţiilor din exploatare, sau ale încercărilor de lotul de fabricaţie , pot con-

Tabelul 1

Probabilitatea α cu care este depăşită valoarea z_α

z_α	0,0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9
0	0,5000	0,4602	0,4207	0,3821	0,3446	0,3085	0,2743	0,2420	0,2119	0,1841
1	0,1587	0,1357	0,1151	0,0968	0,0808	0,0668	0,0548	0,0446	0,0539	0,0287
2	0,0228	0,0179	0,0139	0,0107	0,00820	0,00621	0,00466	0,00347	0,00256	0,00187
3	0,00135	$0,0^3968$	$0,0^3687$	$0,0^3483$	$0,0^3337$	$0,0^3233$	$0,0^3159$	$0,0^3108$	$0,0^4723$	$0,0^4481$
4	$0,0^4317$	$0,0^4207$	$0,0^4133$	$0,0^5854$	$0,0^5541$	$0,0^5340$	$0,0^5211$	$0,0^5130$	$0,0^6130$	$0,0^6479$
5	$0,0^6287$	$0,0^6170$	$0,0^7996$	$0,0^7579$	$0,0^7333$	$0,0^7190$	$0,0^7107$	$0,0^8599$	$0,0^8332$	$0,0^8182$
6	$0,0^9987$	$0,0^9530$	$0,0^9282$	$0,0^9149$	$0,0^{10}777$	$0,0^{10}402$	$0,0^{10}203$	$0,0^{10}104$	$0,0^{11}523$	$0,0^{11}260$

Tabelul 2

Valoarea z_α cu probabilitatea α de a fi depăşită

α	0,5	10^{-1}	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}	10^{-8}	10^{-9}
z_α	0	1,282	2,326	3,090	3,719	4,265	4,753	5,199	5,610	5,997

duce la stabilirea valorilor reale ale acestor parametri.

În tabelul 3 sînt prezentate valorile coeficientului de siguranță, calculate cu o probabilitate

Tabelul 3

Valorile γ_{v0} pentru $\alpha_0 = 10^{-4}$

C_{v0} \ $\varepsilon_{\sigma v}$	0	0,5	1,0	2,0
0,02	1,080	1,090	1,117	1,199
0,03	1,125	1,142	1,187	1,332
0,05	1,228	1,262	1,356	1,711
0,10	1,592	1,711	2,109	5,933
0,15	2,261	2,657	4,735	—
0,20	3,903	5,938	—	—

a defectului $\alpha_0 = 10^{-4}$ pe baza relației (28), iar în figura 3 se prezintă familiile de curbe $\gamma_{v0} = f(C_{v0})\varepsilon_{\sigma v}$

Tabelul 4 prezintă valorile $(C_{v0})_{max}$ pentru probabilitățile de defectare minime 10^{-3} și 10^{-4}.

Tabelul 4

Coeficientul maxim de variație

α_l	$\varepsilon_{\sigma v}$	$(C_{v0})_{max}$
10^{-3}	0,0	0,323
	0,5	0,289
	1,0	0,228
	2,0	0,144
10^{-4}	0,0	0,268
	0,5	0,240
	1,0	0,190
	2,0	0,120

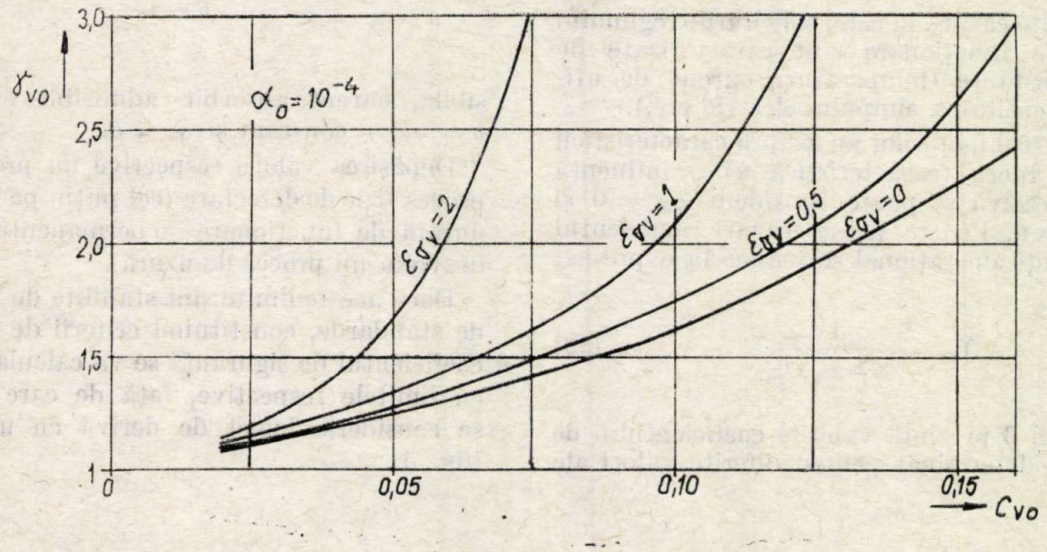


Fig. 3

Pentru aceeași probabilitate de defectare, coeficientul de siguranță operațional are valori cu atît mai mari, cu cît calitatea materialului este mai coborîtă.

Din relația (29) se obține limita maximă $(C_{v0})_{max}$ a coeficientului de variație (calitatea minimă) a caracteristicii materialului din care nu mai este posibilă realizarea unei construcții, cu probabilitatea de defectare mai mică decît o anumită valoare-limită α_l, specificată, ori cît de mare s-ar accepta valoarea coeficientului de siguranță. Această valoare maximă este dată de expresia :

$$(C_{v0})_{max} = \frac{1}{z_{\alpha l}\sqrt{1 + \varepsilon_{\sigma v}^2}}. \qquad (30)$$

În cazul unor materiale neomogene, de calitate inferioară, la care coeficientul de variație al stării- limită (rupere, încovoiere, străpungere) este mai mare de 15%, construcția care se va obține va avea o probabilitate de defectare mai mare decît o anumită valoare minimă α_{min}, $(P(D) > \alpha_{min})$, estimată cu ajutorul tabelelor de repartiție și al parametrului :

$$z_{\alpha l} = \frac{1}{C_{v0}\sqrt{1 + \varepsilon_\sigma^2}}, \qquad (31)$$

oricît de mare s-ar accepta coeficientul de siguranță. Tabelul 5 conține valorile probabilităților de defectare minime pentru diferiți coeficienți de variație. În domeniul electrotehnic

Tabelul 5

Probabilităţi minime de defectare

C_{v0}	$\varepsilon_{\sigma v}$	α_{min}
0,15	0,0	$0,20 \cdot 10^{-10}$
	0,5	$0,18 \cdot 10^{-8}$
	1,0	$0,10 \cdot 10^{-5}$
0,20	0,0	$0,28 \cdot 10^{-6}$
	0,5	$0,54 \cdot 10^{-5}$
	1,0	$0,23 \cdot 10^{-3}$
0,25	0,0	$0,31 \cdot 10^{-4}$
	0,5	$0,23 \cdot 10^{-3}$
	1,0	$0,22 \cdot 10^{-2}$

există multe cazuri, în care, solicitările regimului normal de funcţionare sînt caracterizate de valori constante (temperaturi, curent de utilizare, intensitatea cîmpului electric etc.).

Dacă restul factorilor au asupra caracteristicii stării de lucru (caracteristica u) o influenţă nesemnificativă se poate considera $\sigma_{uo} = 0$ şi deci $\varepsilon_{\sigma_v} = 0$. Pentru aceste cazuri coeficientul de siguranţă operaţional se reduce la expresia :

$$\gamma_{v_o} = \frac{1}{1 - z_{\alpha o} C_{vo}}. \qquad (32)$$

Tabelul 6 prezintă valorile coeficientului de siguranţă determinat pentru diferite valori ale riscului de defectare cu $\varepsilon_{\sigma v} = 0$. Variaţia coeficientului de siguranţă γ_{vo} este redat de familia de curbe din figura 4. În unele cazuri caracteristica v nu se referă la o stare-limită a defectării, exprimată de o variabilă aleatoare, ci reprezintă o limită admisibilă constantă (rezistenţă admisibilă, temperatură maximă admi-

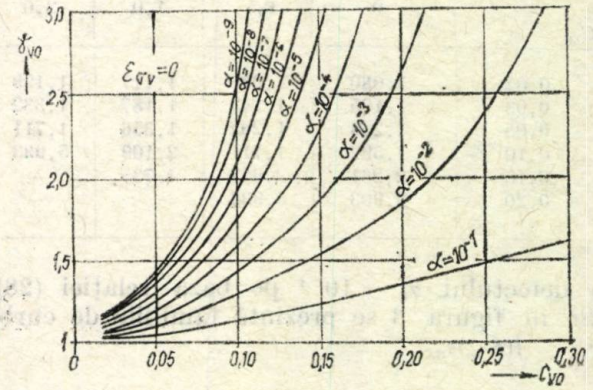


Fig. 4

sibilă, curent absorbit admisibil etc.) adică $v = \mu_{vo} =$ constant şi $\sigma_v = 0$.

Depăşirea valorii respective nu provoacă un proces fizic de defectare (cel puţin pe o anumită durată de funcţionare — o permanentizare poate dezvolta un proces de uzură).

Dacă aceste limite sînt stabilite de norme sau de standarde, constituind criterii de acceptare, coeficientul de siguranţă se va calcula în raport cu limitele respective, faţă de care depăşirea se consideră defect de derivă cu un risc α_o (fig. 5).

Tabelul 6

Coeficientul de siguranţă pentru $\sigma_{u0} = 0$

C_{v0} \ α_0	10^{-1}	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}	10^{-8}	10^{-9}
0,02	1,026	1,048	1,065	1,080	1,093	1,105	1,116	1,126	1,136
0,03	1,039	1,075	1,102	1,125	1,146	1,166	1,184	1,202	1,219
0,05	1,068	1,133	1,182	1,228	1,271	1,311	1,351	1,389	1,428
0,10	1,147	1,303	1,447	1,592	1,743	1,905	2,082	2,772	2,498
0,15	1,238	1,535	1,862	2,261	2,775	3,483	4,542	—	—
0,20	1,344	1,869	2,617	3,903	—	—	—	—	—
0,25	1,471	2,389	4,395	—	—	—	—	—	—
0,30	1,624	3,309	—	—	—	—	—	—	—
0,40	2,054	—	—	—	—	—	—	—	—

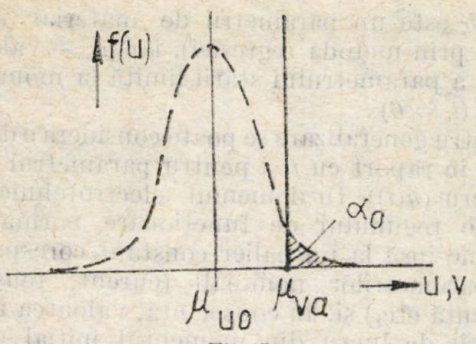


Fig. 5

3.3. Coeficientul de siguranță raportat la starea de lucru

În anumite cazuri corelarea între două caracteristici funcționale este exprimată prin intermediul unui factor, care poate fi interpretat ca un coeficient de siguranță. De exemplu, în cazul contactoarelor electromagnetice caracteristica rezistentă $\bar{F}_r = f(\delta)$ reprezintă, în succesiunea logică a proiectării și dimensionării, punctul de plecare pentru determinarea caracteristicii de tracțiune a electromagnetului de acționare $\bar{F}_e = f(\delta)$. În consecință, între aceste caracteristici (fig. 6), pentru cel puțin două valori ale între-

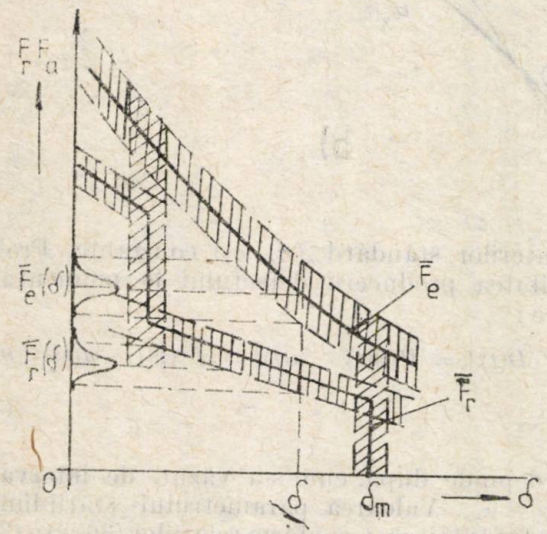


Fig. 6

fierului δ, trebuie îndeplinită condiția $\bar{F}_e > \bar{F}_r$ sau $\bar{F}_e = \gamma \bar{F}_r$, unde γ este coeficientul de siguranță pentru poziția considerată.

Revenind la notațiile u și v, utilizate anterior, dacă se consideră cunoscută caracteristica u : $N(\mu_u, \sigma_u^2)$, unde $u = F_r(\delta)$, coeficientul de siguranță folosit spre a impune anumite valori caracteristicii v, $(v = F_e(\delta))$, se raportează la starea de lucru (caracteristica u) și se notează cu γ_{uo}.

Pentru o anumită probabilitate α_o adoptată, a evenimentului considerat ca defect, $(u > v)$:

$$\alpha_o = P(v - u),$$

rezultă conform (24) un interval între media prezumată μ_{vo} și media cunoscută μ_{uo}(fig. 7) dat de relația :

$$\mu_{vo} - \mu_{uo} = z_{\alpha o} \sqrt{\sigma_{uo}^2 + \sigma_{vo}^2}. \qquad (33)$$

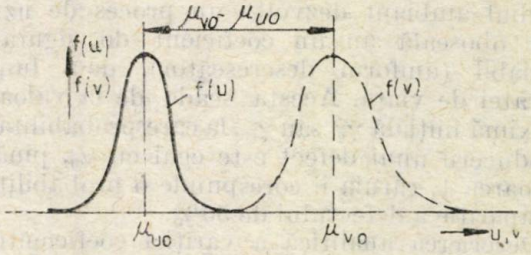


Fig. 7

Cu relațiile (23) și (33) se obține expresia coeficientului de siguranță raportat la starea de lucru :

$$\gamma_{uo} = 1 + \frac{z_{\alpha o}}{\mu_{uo}} \sqrt{\sigma_{uo}^2 + \sigma_{vo}^2}, \qquad (34)$$

sau :

$$\gamma_{uo} = 1 + z_{\alpha o} C_{uo} \sqrt{1 + \varepsilon_{\sigma u}^2}, \qquad (34')$$

unde :

$$C_{uo} = \frac{\sigma_{uo}}{\mu_{uo}}; \quad \varepsilon_{\sigma u} = \frac{\sigma_{vo}}{\sigma_{uo}}.$$

Tabelul 7 conține valorile coeficientului de siguranță operațional, raportat la starea de lucru pentru un risc $\alpha_o = 10^{-4}$.

Figura 8 reprezintă modul de variație a valorilor coeficientului de siguranță, funcție de C_{uo} pentru $\alpha_o = 10^{-4}$.

Tabelul 7

Valorile γ_{u0} pentru $\alpha_0 = 10^{-4}$

C_{u0} \ $\varepsilon_{\sigma u}$	0	0,5	1,0	2
0,02	1,074	1,083	1,105	1,166
0,03	1,111	1,124	1,157	1,249
0,05	1,185	1,207	1,262	1,415
0,10	1,371	1,415	1,525	1,831
0,15	1,557	1,623	1,788	2,247
0,20	1,743	1,831	2,051	2,663

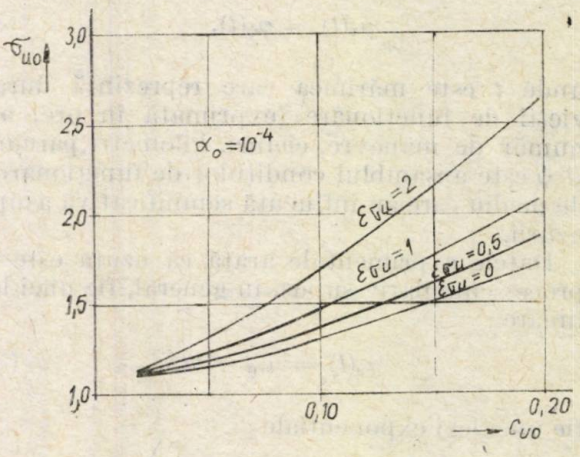


Fig. 8

4. Variația coeficientului de siguranță de-a lungul duratei de viață a echipamentului

Componentele asupra cărora funcționarea și mediul ambiant dezvoltă un proces de uzură sau oboseală au un coeficient de siguranță variabil (uniform descrescător), de-a lungul duratei de viață. Acesta scade de la valoarea maximă inițială γ_{u0} sau γ_{v0}, la care probabilitatea producerii unui defect este egal cu α_0, pînă la valoarea 1, căruia îi corespunde o probabilitate de apariție a defectului de 50%.

Descrierea analitică a variației coeficientului de siguranță necesită mai întîi o modelare a procesului de defectare și experimentări determinative referitoare la parametrii modelului.

unde b este un parametru de material (determinat prin metoda regresiei), iar μ_{v0} — valoarea medie a parametrului stării limită la momentul inițial ($t = 0$).

Pentru generalizare se poate considera o dependență în raport cu t și pentru parametrul stării de lucru ($u(t)$). În domeniul electrotehnic solicitările regimului de funcționare normală se menține însă la un palier constant corespunzător parametrilor nominali (curent, tensiune, frecvență etc.) și, în consecință, valoarea medie a stării de lucru din momentul inițial μ_{u0} se poate considera constantă de-a lungul duratei de viață.

În figura 9 sînt reprezentate curbele densității de probabilitate $f(u(t))$ și $f(v(t))$ în ipoteza

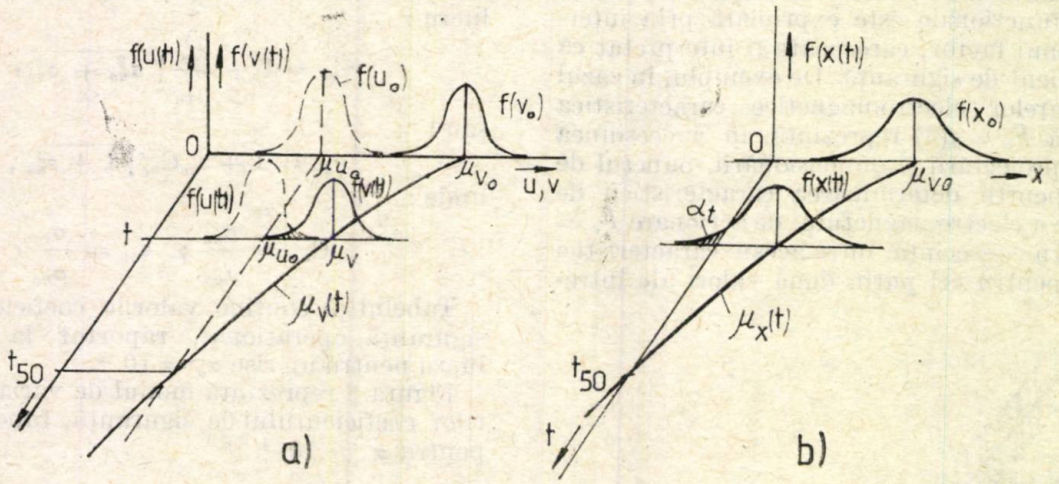


Fig. 9

Pentru unele materiale există anumite modele analitice ale uzurii [4]. Se știe că, uzura conduce la o modificare a valorilor parametrilor fizici și, în general, se poate stabili o dependență analitică între acești parametri și timp.

Pe baza datelor experimentale, pentru valoarea medie μ_v a parametrului stării-limită la un anumit moment t se poate considera funcția :

$$\mu_v(t) = \varphi_\psi(t), \tag{35}$$

unde t este mărimea care reprezintă durata vieții de funcționare (exprimată în ore, ani, număr de manevre, cicluri, kilometri parcurși) și ψ este ansamblul condițiilor de funcționare și de mediu care au influență semnificativă asupra uzurii.

Datele exprimentale arată că uzura este un proces cumulativ supus, în general, fie unei legi liniare :

$$\mu_v(t) = \mu_{v0} - bt, \tag{36}$$

fie unei legi exponențiale :

$$\mu_v(t) = \mu_{v0}\, e^{-bt}, \tag{37}$$

abaterilor standard (σ_u, σ_v) constante. Probabilitatea producerii defectului la momentul t este :

$$P[D(t)] = P[v(t) < u(t)] = P[(v(t) - u(t)) < 0] \tag{38}$$

și depinde după, cum s-a văzut, de intervalul $\mu_{v0} - \mu_{u0}$. Valoarea parametrului stării-limită scade funcție de t, conform relațiilor (36) sau (37), iar probabilitatea producerii defectului crește (fig. 9.a). Similar cu cele prezentate anterior, se consideră variabila aleatoare $x(t) = v(t) - u(t)$ a cărei densitate de probabilitate $f(x(t))$ este prezentată în figura 9 b. Riscul defectării la momentul t este :

$$P[D(t)] = P[x(t) < 0] = \alpha_t, \tag{39}$$

și crește funcție de t (fig. 9 b).

În acest caz variabila normală normată este :

$$z = \frac{x(t) - M[x(t)]}{\sigma_x}, \tag{40}$$

unde :

$$M[x(t)] = M[v(t) - u(t)] = \mu_v(t) - \mu_{uo} = \mu_x(t). \tag{41}$$

Abaterea standard σ_x, admisă în general, constantă de-a lungul duratei de viață ($\sigma_u = \sigma_{uo}$; $\sigma_v = \sigma_{vo}$) este definită de relația (14). După cum s-a prezentat mai sus (§ 2), probabilitatea de apariție a defectului la momentul t, α_t, se obține cu ajutorul tabelului 1 pe baza relației :

$$P[D(t)] = P\,(z < -z_{\alpha t}) = \alpha_t, \tag{42}$$

unde :

$$z_{\alpha t} = \frac{\mu_v(t) - \mu_{uo}}{\sqrt{\sigma_{uo}^2 + \sigma_{vo}^2}}. \tag{43}$$

Deci pentru probabilitatea α_t la momentul t :

$$\mu_v(t) = \mu_{uo} + z_{\alpha t}\sqrt{\sigma_{uo}^2 + \sigma_{vo}^2}. \tag{44}$$

Coeficientul de siguranță raportat la starea-limită la un moment t are, conform relațiilor (23) și (44), următoarea expresie generală :

$$\gamma_{vt} = \frac{1}{1 - z_{\alpha t}\dfrac{\sqrt{\sigma_{uo}^2 + \sigma_{vo}^2}}{\mu_v(t)}}. \tag{45}$$

Ținînd seama de caracterul uzurii și înlocuind (36) și (37) în (45) se obțin următoarele relații ale coeficientului de siguranță :

a — pentru legea liniară a uzurii :

$$\gamma_{vt} = \frac{1}{1 - z_{\alpha t}\dfrac{\sqrt{\sigma_{uo}^2 + \sigma_{vo}^2}}{\mu_{vo} - bt}}, \tag{46}$$

b — pentru legea exponențială a uzurii :

$$\gamma_{vt} = \frac{1}{1 - z_{\alpha t}\dfrac{\sqrt{\sigma_{uo}^2 + \sigma_{vo}^2}}{\mu_{vo}}e^{bt}}. \tag{47}$$

Se observă că, în ambele cazuri, la $t = 0$ relațiile (46) și (47) devin echivalente cu (26).

Caracteristica $\mu_v(t)$, (fig. 9. a.), intersectează caracteristica μ_{uo} după un timp $t = t_{50}$. Pentru acest moment, conform (43), $z_{\alpha t}=0$ și probabilitatea de apariție a defectului (tabelul 1 sau 2) crește la valoarea $\alpha_t = 0{,}5$. Dacă uzura este exprimată analitic, parametrul t_{50} poate fi determinat în funcție de coeficientul de siguranță inițial. Astfel, pentru legea liniară a uzurii din relațiile (43) și (36) se obține :

$$t_{50} = \frac{\gamma_{vo} - 1}{\gamma_{vo}} \cdot \frac{\mu_{vo}}{b}. \tag{48}$$

În cazul legii exponențiale a uzurii rezultă de asemenea :

$$t_{50} = \frac{1}{b}\ln \gamma_{vo}. \tag{49}$$

Parametrul t_{50}, care reprezintă durata de funcționare cu probabilitatea de 50%, poate fi corelat cu media timpului de bună funcționare care, după cum se știe, este parametrul de bază în domeniul fiabilității. În acest mod se poate stabili legătura dintre coeficientul de siguranță operațional și fiabilitate [5].

În anumite cazuri proiectarea și dimensionarea unui element poate să pornească de la condiția ca, la momentul t, riscul defectării să fie α_t. Problema care se pune constă în a stabili valoarea coeficientului de siguranță inițial (în stare nouă a produsului) γ_{vo} care să asigure condiția impusă la timpul t.

În această situație pentru valoarea α_t impusă se obține, din tabelul 1 sau 2, valoarea variabilei $z_{\alpha t}$. În cazul uzurii de tip liniar cu relațiile (36) și (43) rezultă :

$$z_{\alpha t} = \frac{\mu_{vo} - \mu_{uo}}{\sqrt{\sigma_{uo}^2 + \sigma_{vo}^2}} - \frac{bt}{\sqrt{\sigma_{uo}^2 + \sigma_{vo}^2}} \tag{50}$$

și înlocuind (24) în (28) se obține valoarea variabilei z la momentul inițial :

$$z_{\alpha o} = z_{\alpha t} + \frac{bt}{\sqrt{\sigma_{uo}^2 + \sigma_{vo}^2}}. \tag{51}$$

Relația (51) conduce la determinarea coeficientului de siguranță inițial raportat la starea-limită γ_{vo} și cu ajutorul tabelelor 1 sau 2 se determină și riscul inițial.

În mod similar pentru uzura de tip exponențial cu (37) și (43) se obține :

$$z_{\alpha t} = \frac{\mu_{vo}e^{-bt} - \mu_{uo}}{\sqrt{\sigma_{uo}^2 + \sigma_{vo}^2}}, \tag{52}$$

de unde :

$$\mu_{uo} = \mu_{vo}e^{-bt} - z_{\alpha t}\sqrt{\sigma_{uo}^2 + \sigma_{vo}^2}. \tag{53}$$

Înlocuind (53) în (24) rezultă :

$$z_{\alpha o} = z_{\alpha t} + \frac{\mu_{vo}}{\sqrt{\sigma_{uo}^2 + \sigma_{vo}^2}}(1 - e^{-bt}). \tag{54}$$

Cu această expresie se poate determina coeficientul de siguranță inițial γ_{vo} și riscul inițial α_0.

Exemple de utilizare a relațiilor

Exemplul 1: Caracteristica rezistentă la un contactor electromagnetic de c.c. are la întrefier maxim forța rezistentă medie $\bar{F}_r = 12$ N și un coeficient de variație $C_u = 5\%$. Cît de mare trebuie să fie coeficientul de siguranță pentru determinarea unei forțe medii a electromagnetului, care să asigure condițiile tehnice impuse cu un risc $\alpha_o = 10^{-3}$. Din determinările experimentale asupra unor soluții similare existente în fabricație s-a constatat că abaterea standard a forței electromagnetului este cu 50% mai mare decît cea a caracteristicii rezistente ($\varepsilon_{ov} = 1{,}5$).

Soluția: în acest caz coeficientul de siguranță trebuie raportat la starea de lucru (relația 34').

Pentru $\alpha_o = 10^{-3}$ rezultă (tabelul 2) $z_\alpha = 3{,}09$, deci:

$$\gamma_{uo} = 1 + 3{,}09 \cdot 5 \cdot 10^{-2} \sqrt{1 + 1{,}5^2} = 1{,}278$$

și $\bar{F}_e = \gamma_{uo} \cdot \bar{F}_r = 15{,}336$ N.

Exemplul 2. Supratemperatura admisibilă în regim permanent a unei înfășurări de excitație este de 90°C. În fabricație se constată că, datorită abaterii normale, tehnologice și de material, supratemperatura măsurată la un lot de înfășurări de excitație are un cîmp de variație naturală $\Delta x = \pm$ 9°C. Ce valoare trebuie să aibă coeficientul de siguranță pentru a stabili valoarea medie maximă a supratemperaturii de regim la o nouă serie de înfășurări de excitație, executată cu aceeași tehnologie, pentru ca riscul de a rebuta înfășurările care depășesc supratemperatura admisibilă să fie $\alpha_o = 10^{-5}$.

Rezolvare: coeficientul de siguranță trebuie raportat la starea-limită (caracteristica v). Depășirea supratemperaturii admisibile este un defect de derivă. Deci:

$$\mu_{vo} = \theta_{adm.} = 90°C\,; \quad \sigma_{vo} = 0\,; \quad \sigma_{uo} = \frac{\Delta x}{3} = 3°C.$$

Se utilizează relația (26): $\gamma_{vo} = \dfrac{1}{1 - \dfrac{4{,}265 \cdot \sqrt{3^2}}{90}} =$

$= 1{,}165$.

Înfășurările de excitație trebuie să lucreze la supratemperatura medie maximă:

$$\bar{\theta}_m = \frac{90}{1{,}165} = 77{,}25°C.$$

Exemplul 3. Rezistența la uzură mecanică a unui contactor este $RUM = 10^7$ manevre. Suportul unui contact supus, în acest caz, la solicitări alternative se confecționează dintr-un material la care rezistența limită $\mu_{v_\infty} = 20$ daN/mm² cu o abatere standard $\sigma_{vo} = 2$daN/mm². Pentru variația rezistenței limită la oboseală, în condițiile date de pe o durată corelată cu RUM, s-a stabilit experimental următorul model analitic: $\mu_v(t) = \mu_{vo} e^{-bt}$, unde $b = 0{,}4 \cdot 10^{-7}$ cicluri^{-1}.

Impunînd ca după o perioadă de funcționare de $t = 10^7$ cicluri solicitarea de lucru să fie caracterizată de un risc maxim $\alpha_t = 10^{-2}$, ce valoare trebuie să aibă coeficientul de siguranță inițial, în condițiile în care, la seria normală de fabricație, abaterea standard a tensiunii mecanice la suportul respectiv este de 2,5 daN/mm².

Rezolvare. Pentru $\alpha_t = 10^{-2}$ rezultă (tabelul 2):

$$z_{\alpha t} = 2{,}326.$$

Cu relația (54):

$$z_{\alpha o} = \frac{20}{\sqrt{2^2 + 2{,}5^2}} (1 - e^{-0{,}4 \cdot 10^{-7} \cdot 10^7}) + 2{,}326 =$$

$$= 2{,}060 + 2{,}326 = 4{,}386.$$

Coeficientul inițial de siguranță trebuie luat (conform (26)):

$$\gamma_{vo} = \frac{1}{1 - \dfrac{4{,}386}{20} \sqrt{2^2 + 2{,}5^2}} = 3{,}353,$$

căruia îi corespunde în momentul inițial un risc de defectare (conform tabelului 1) $0{,}541 \cdot 10^{-5} < \alpha_0 < 0{,}854 \cdot 10^{-5}$.

Coeficientul de siguranță la momentul $t = 10^7$ cicluri scade la valoarea (47):

$$\gamma_{vt} = \frac{1}{1 - 2{,}326 \dfrac{\sqrt{2^2 + 2{,}5^2}}{20} e^{0{,}4}} = 2{,}248.$$

5. Concluzii

Coeficientul de siguranță necesar pentru dimensionarea diferitelor componente ale echipamentelor electrice poate fi determinat în mod real numai pe baza teoriei probabilităților, deoarece evenimentul la care se referă (defectul) este prin excelență un eveniment aleator. Ceoficientul de siguranță determinat astfel devine un factor operațional pentru produsul respectiv, indicînd probabilitatea de apariție a defectului, care poate fi verificată prin prelucrarea datelor obținute ulterior din exploatare. Această verificare conduce și la o corelare mai bună a diferiților parametri statistici utilizați, perfecționînd continuu metoda de proiectare.

Calculul coeficientului de siguranţă operaţional necesită o cunoaştere mai amănunţită a caracteristicilor de material, a tehnologiilor de fabricaţie şi a condiţiilor de exploatare, fapt ce concordă cu tendinţele actuale ale tehnicii.

În domeniul proiectării industriale utilizarea acestui coeficient de siguranţă impune adoptarea unei noi strategii de calcul punînd la baza consideraţiilor de dimensionare calitatea (a produsului respectiv, materialelor, tehnologiilor şi condiţiilor de exploatare), estimată cantitativ prin intermediul indicatorilor statistici şi a riscurilor corespunzătoare de defectare. De asemenea, cu ajutorul acestui coeficient de siguranţă se pot reduce consumurile de material pînă la limita admisibilă a riscurilor acceptabile specificate.

Bibliografie

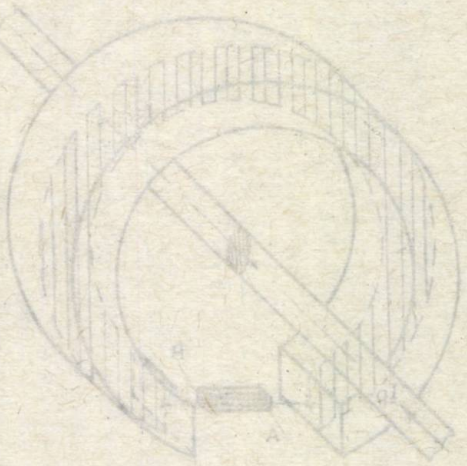
[1] *Barlaw, R. E., Proschan, F.* Statistical theory of reliability and life testing. Holt. Rinehart and Winston, New-York, 1975.

[2] *Panaite, V.* Un indicator al capacităţii de funcţionare a aparatelor electrice de comutaţie, În : Bul. Institutului Politehnic Bucureşti, tom **XLII**, 1981, nr. 4, p. 133—138.

[3] *Marcovici, C., Ligeron, C.I.* Utilisation des technique de fiabilité en mécanique.. Paris, Ed. tech. et documentation, 1975.

[4] *Panaite, V., Munteanu, R.* Control statistic şi fiabilitate. Bucureşti, Ed. Didactică şi Pedagogică , 1982.

[5] *Panaite, V.* Fiabilitatea şi rezistenţa la uzură a aparatelor electrice de comutaţie. În : E.E.A. — Electrotehnica **29** nr. 6 aug 1981, p. 258.



CZ 621.314.2: 512.8

TRANSFORMATOR MAGNETO-OPTIC
METODĂ NUMERICĂ DE CALCUL

Sensorul de curent al transformatorului magneto-optic. Calculul erorii datorate influenței conductoarelor sistemului trifazat de transport al energiei electrice

MIHAIL EUGEN TĂNASE* — TIMIȘOARA

Introducere

În paralel cu cercetările privind perfecționarea mijloacelor convenționale de măsurare a curentului, în rețelele de transport al energiei electrice la foarte înaltă tensiune s-au creat și mijloace neconvenționale de măsurare. Ele sînt de două tipuri: transformatoare de curent cu microunde și transformatoare de curent electrono-optice. Din ultima categorie fac parte și transformatoarele de curent magneto-optice pentru care s-a realizat o soluție originală de sensor de curent, indicată în figura 1 și tratată complet în [1].

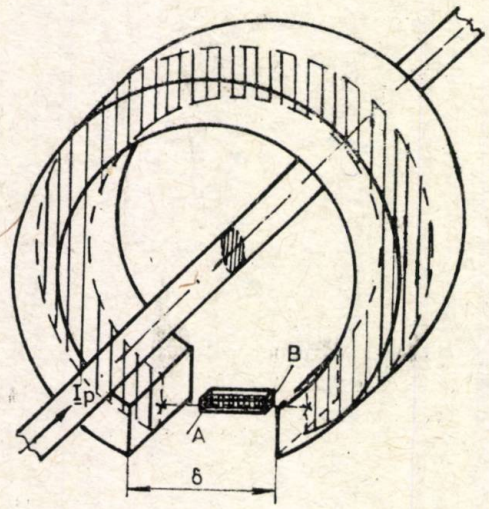


Fig. 1. Sensor de curent.

Transportul energiei de curent alternativ la înaltă și foarte înaltă tensiune se face printr-o rețea de trei conductoare, prin care, curenții sînt defazați unul față de altul cu 120°. Cazul cel mai dezavantajos în măsurare este acela cu sistemul magneto-optic de măsură afectat conductorului fazei S. Cîmpurile magnetice create de curenți prin conductoarele fazelor R și T constituie cîmpuri magnetice parazite pentru sensorul de curent.

Calculul numeric al erorilor produse de aceste cîmpuri magnetice parazite formează subiectul prezentei lucrări.

* Institutul Politehnic „Traian Vuia" — Timișoara

1. Formularea problemei de calcul

Unghiul α de rotire a planului de polarizare a fasciculului de lumină ce traversează mediul optic transparent, poziționat între punctele A și B, figura 1, este direct proporțional cu tensiunea magnetică după direcția de propagare a luminii:

$$\alpha = V_\lambda \cdot U_{mmAB}, \tag{1}$$

cu:

$$U_{mmAB} = \int_A^B H_\delta \cdot dl \tag{2}$$

și V_λ — constanta Verdet a materialului optic transparent pentru lungimea de undă a luminii folosite.

Factorul de transformare k al sensorului de curent este definit de raportul:

$$k = \frac{U_{mmAB}}{I_p}, \tag{3}$$

unde I_p este valoarea efectivă a curentului primar prin conductor.

Considerînd măsurandul prin conductorul fazei S ca referință, curenții prin conductoarele liniei de transport al energiei electrice sînt mărimi complexe:

$$\underline{I}_{pS} = I_{pS},$$

$$\underline{I}_{pR} = I_{pR} e^{+j\frac{2\pi}{3}} = I_{pR}\left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right), \tag{4}$$

$$\underline{I}_{pT} = I_{pT} e^{-j\frac{2\pi}{3}} = I_{pT}\left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)$$

și, deci, și tensiunea magnetică între punctele A și B va fi tot o mărime complexă:

$$\underline{U}_{mmAB} = U_{mmABr} + jU_{mmABim}. \tag{5}$$

Erorile senzorului de curent cauzate de cîmpurile magnetice, create de curenți prin conductoarele R și T sînt:

$$\varepsilon_{mg} = \frac{k_j - k}{k} \cdot 100\ [\%]. \tag{6}$$

$$\varphi_{mg} = \text{arc tg} \frac{U_{mmABim}}{U_{mmABr}}, \qquad (7)$$

unde k este factorul de transformare numai în prezența măsurandului, k_j — factorul de transformare în prezența și a curenților prin conductoarele fazelor R și T:

$$k_j = \frac{\sqrt{U^2_{mmABr} + U^2_{mmABim}}}{I_p}, \qquad (8)$$

iar φ_{mg} — unghiul suplimentar introdus de senzorul de curent din cauza cîmpurilor magnetice parazite.

Calculul analitic al tensiunii magnetice între punctele A și B ale senzorului de curent, figura 1, este practic imposibil de realizat din cauza întrefierului foarte mare și a caracterului neliniar al miezului feromagnetic. Deci, problema de calcul poate fi abordată, spre rezolvare, numai numeric.

2. Rezolvarea problemei de calcul

Ținînd seama că, punctele A și B se găsesc pe linia ce unește centrele tălpilor circuitului feromagnetic, iar suprafața transversală a corpului optic transparent, poziționat axial-longitudinal între A și B, este mult mai mică decît suprafața tălpii, se poate accepta, cu o bună aproximație, modelul plan-paralel indicat în figura 1 prin haşură [1], [2].

Incluzînd în modelul plan-paralel și secțiunile transversale ale conductoarelor infinit-lungi ale fazelor R și T se poate alege domeniul de modelare a cîmpului și de calcul din figura 2. El corespunde condiției $A = 0$ pe frontiera Γ a domeniului de calcul D_c în virtutea faptului că definirea potențialului magnetic vector $\bar{A}$ prin:

$$\text{rot } \bar{A} = \bar{B} \text{ și div } \bar{B} = 0,$$

se face pînă la nivelul unei constante. Această constantă a fost aleasă zero, cu condiția ca cercul Γ să fie suficient de depărtat de conductoarele fazelor R și T. Valoarea corectă a razei cercului Γ se alege conform cu indicațiile date în [3].

Pentru conductorul fazei S, al cărei centru coincide cu centrul cercului Γ', se poate neglija curentul prin funia de oțel și conductorul fazei S poate fi considerat ca un cilindru gol, infinit lung, cu secțiunea din figura 3.

Cercul interior Γ' este caracterizat prin $A = \text{const}$, necunoscut și $\partial A / \partial_n = 0$ și constituie a doua frontieră a domeniului de calcul D_c.

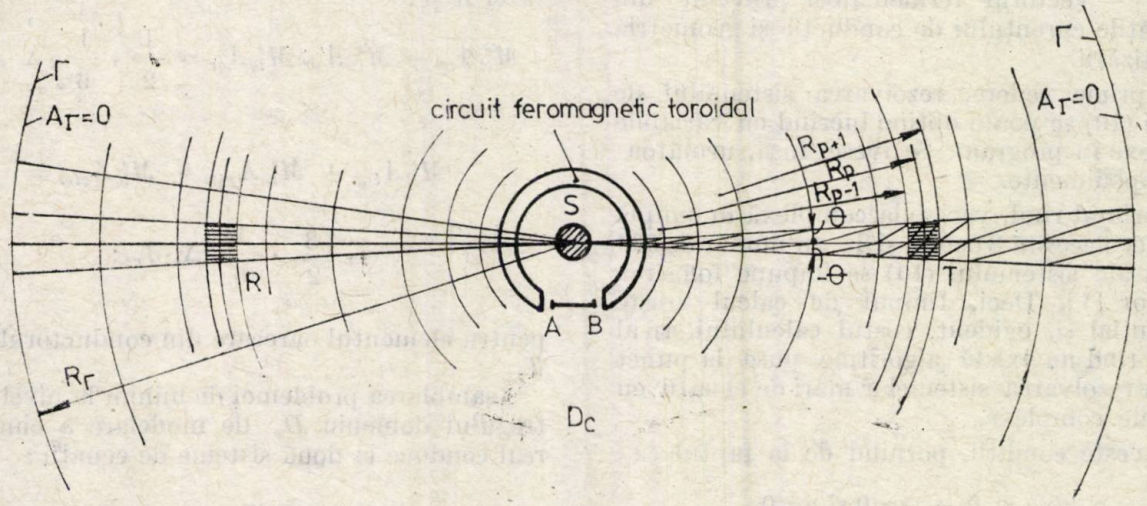


Fig. 2. Domeniul de calcul D_c cu condiția de frontieră Γ.

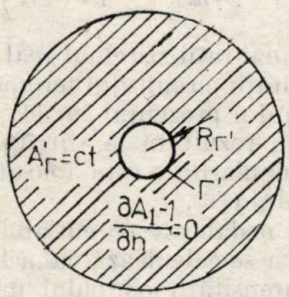


Fig. 3 — Frontiera Γ' pentru D_c în interiorul conductorului fazei S. Condițiile de frontieră Γ'.

În domeniul D_c, potențialul magnetic vector $\bar{A}$ are o singură componentă, perpendiculară pe planul xOy atașat domeniului de calcul, deoarece, densitatea curentului de conducție J_c, indiferent de fază, are componentă numai după $Oz \perp xOy$. Axa Ox trece prin mijlocul întrefierului.

Neglijînd curenții turbionari ce pot apare în miezul feromagnetic al senzorului de curent [1], problema de cîmp este echivalentă cu găsirea

unei funcții $A\ (x, y)$ care să minimizeze funcționala [2]:

$$F(\underline{A}) = \iint_{D_e} \left[\frac{1}{2\mu} \left(\frac{\delta \underline{A}}{\delta x} \right)^2 + \frac{1}{2\mu} \left(\frac{\partial \underline{A}}{\partial y} \right)^2 - J_e \cdot A \right] dx\ dy. \tag{9}$$

Minimizarea funcționalei $F(A)$ se face prin metoda elementelor finite discretizînd domeniul de calcul D_e în domenii elementare cu proprietăți de material și densități de curent constante. S-a ales drept element de bază al discretizării triunghiul liniar simplu, definit prin 3 noduri — l, p, q — și generat după principiile elaborate în [3].

Asamblînd condițiile de minim la nivelul elementului oarecare pentru toate elementele din domeniul D_e, după regulile din [1], se ajunge la un sistem de ecuații de forma:

$$[M] \cdot [\underline{A}] = [\underline{TL}], \tag{10}$$

unde:

$[M]$ este matricea coeficienților;

$[\underline{A}]$ — vectorul potențialului magnetic vector în nodurile rețelei de discretizare;

$[\underline{TL}]$ — vectorul termen liber provenit din densitățile curentului de conducție și geometria discretizării.

La prima vedere, rezolvarea sistemului de ecuații (10) se poate obține lucrînd cu variabile complexe în program. Se ivesc, însă, următoarele impedimente.

În primul rînd, variabila complexă în simplă precizie, necesită 8 octeți și la un număr de 660 ecuații ale sistemului (10) se impune folosirea fișierelor [1]. Deci, timpul de calcul crește substanțial și, evident, costul calculului. În al doilea rînd nu există algoritme puse la punct pentru rezolvarea sistemelor mari de ecuații cu variabile complexe.

În aceste condiții, pornind de la faptul că:

$$x + jy = 0 \rightarrow x = 0 \text{ și } y = 0,$$

s-a ales soluția echivalării minimizării funcționalei la nivelul elementului cu două minimizări: una pentru partea reală și una pentru partea imaginară:

$$\frac{\partial F[\underline{A}]^e}{\partial \underline{A}_l} = M^e_{ll} \cdot \underline{A}_l + M^e_{lp} \underline{A}_p + M^e_{lq} \underline{A}_q - \frac{1}{6} \Delta_e \cdot J_{ce} \cdot e^{j\beta_e} = 0, \tag{11}$$

cu Δ_e — suprafața elementului finit — triunghi liniar simplu;

$\beta_e = 0$ pentru toate elementele din conductorul fazei S;

$\beta_e = +2\pi/3$ pentru toate elementele din conductorul fazei R și:

$\beta_e = -2\pi/3$ pentru toate elementele din conductorul fazei T.

Prin separarea componentelor reale de cele imaginare se obține:

$$M^e_{ll} A_{lr} + M^e_{lp} A_{pr} + M^e_{lq} A_{qr} = \frac{1}{6} \cdot \Delta_e \cdot J_{ce},$$

$$M^e_{ll} \cdot A_{lim} + M^e_{lp} A_{pim} + M^e_{lq} A_{qim} = 0, \tag{12}$$

pentru elementul oarecare din conductorul fazei S:

$$M^e_{ll} \cdot A_{lr} + M^e_{lp} A_{pr} + M^e_{lq} A_{qr} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{6} \cdot \Delta_e \cdot J_{ce}; \tag{13}$$

$$M^e_{ll} A_{lim} + M^e_{lp} A_{pim} + M^e_{lq} A_{qim} = -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{1}{6} \cdot \Delta_e \cdot J_{ce};$$

pentru elementul oarecare din conductorul fazei R și:

$$M^e_{ll} A_{lr} + M^e_{lp} A_{pr}\ M^e_{lq} A_{qr} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{6} \cdot \Delta_e \cdot J_{ce}; \tag{14}$$

$$M^e_{ll} A_{lim} + M^e_{lp} A_{pim} + M^e_{lq} A_{qim} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{1}{6} \cdot \Delta_e \cdot J_{ce};$$

pentru elementul oarecare din conductorul fazei T.

Asamblarea problemei de minim la nivelul întregului domeniu D_e de modelare a cîmpului real conduce la două sisteme de ecuații:

$$[M]^{D_e} [A_r]^{D_e} = [TL_r]^{D_e}, \tag{15}$$

$$[M]^{D_e} [A_{im}]^{D_e} = [TL_{im}]^{D_e}. \tag{16}$$

Se rezolvă mai întîi sistemul real (15) cu tratarea neliniarității circuitului feromagnetic conform algoritmului prezentat în [1, 2]. Permeabilitatea reală, rezultată la sfîrșitul procesului iterativ de neliniaritate este folosită în rezolvarea sistemului (16).

Cu valorile nodale ale potențialului magnetic real și imaginar se calculează valorile nodale ale inducției și intensității cîmpului magnetic. Rezultă toate mărimile necesare aplicării relațiilor (8), (7) și (6) obținîndu-se ε_{mg} și φ_{mg}.

3. Rezultate numerice

Rezolvarea numerică a problemei de calcul a erorilor ε_{mg} și φ_{mg} se realizează cu programul INCOVEC 2 și cu subrutinele SUBROUTINE EQMMBSR pentru determinarea coeficienților matricei [M], SUBROUTINE RESISTFM pentru rezolvarea sistemelor mari de ecuații pentru componente reale și pentru componente imaginare. Atît programul pincipal, cît și subrutinele sînt concepția autorului și sînt redate detaliat în [1].

Calculul erorilor ε_{mg} și φ_{mg} se face pentru două variante :

VARIANTA 1 :

$d_{R-S} = d_{T-S} = 7$ m,

caz 1 — $I_{pS} = I_{pSn}$; $I_{pT} = I_{pR} = 0$,

caz 2 — $I_{pR} = 0$; $I_{pS} = I_{pSn}/10$; $I_{pT} = I_{pSn}$,

caz 3 — $I_{pR} = 0$; $I_{pS} = I_{pSn}$; $I_{pT} = 40\ I_{pSn}$.

VARIANTA 2 :

$d_{R-S} = d_{T-S} = 4{,}4$ m,

caz 1 — $I_{pS} = I_{pSn}$; $I_{pR} = I_{pT} = 0$,

caz 2 — $I_{pS} = I_{pR} = I_{pT} = I_{pSn}$,

caz 3 — $I_{pR} = I_{pT} = I_{pSn}$; $I_{pS} = I_{pSn}/10$,

caz 4 — $I_{pR} = 0$; $I_{pS} = I_{pSn}$; $I_{pT} = 40\ I_{pSn}$,

$I_{pSn} = 3000$ A.

VATRIANTA 1 a fost introdusă pentru a face comparare cu rezultatele indicate în bibliografia de specialitate [4] ; cazurile tratate corespund unor avarii ale sistemului de transport al energiei.

VARIANTA 2 de calcul corespunde unei stații normale de 220 kV și ia în considerare cele trei avarii tratate și în prima variantă — cazurile 2, 3 și 4, precum și cazul funcționării normale cu încărcare simetrică pe cele 3 faze.

Rezultatele numerice obținute în prima variantă de calcul sînt sintetizate în figura 4, iar cele din varianta a doua — în figura 5.

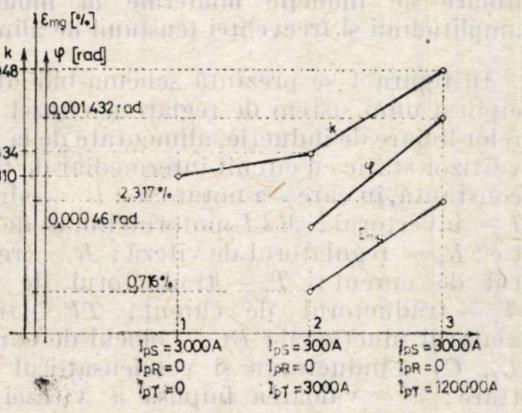


Fig. 4. Influența cîmpurilor magnetice create de curenții din conductoarele vecine celui străbătut de măsurand, în varianta 1 — $d_{R-S} = d_{T-S} = 7$ m.

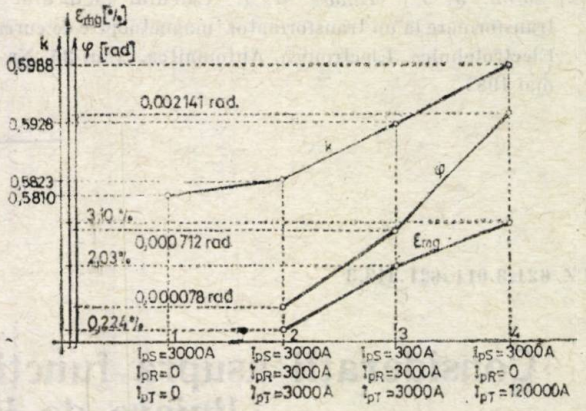


Fig. 5. Influența cîmpurilor magnetice create de curenții din conductoarele vecine celui străbătut de măsurand, în varianta $d_{R-S} = d_{T-S} = 4{,}4$ m.

4. Concluzii

Se notează cu $\varepsilon'_{mg2} = 3\%$ și $\varepsilon'_{mg3} = 10\%$ valorile indicate în [4], pentru cazurile 2 și 3 din prima variantă la sensor de curent solenoid masiv, iar cu ε_{mg2} și ε_{mg3} valorile obținute numeric la sensorul propus de autor. Din figura 4, diagrama erorii, se vede că :

$$0{,}716 = \varepsilon_{mg2} < 0{,}25 \cdot \varepsilon'_{mg2} = 0{,}75\%,$$

$$2{,}317 = \varepsilon_{mg3} < 0{,}25 \cdot \varepsilon'_{mg3} = 2{,}5\%.$$

Comparativul valoric de mai sus impune prima concluzie și cea mai importantă :

a. Sensorul de curent cu circuit feromagnetic toroidal și întrefier mare este mai avantajos decît cel cu solenoid masiv și din punctul de vedere al erorilor cauzate de cîmpurile magnetice parazite.

Din analiza diagramelor din figura 5 se pot concluziona următoarele.

b. Pentru o stație normală de 220 kV, în cazul de avarie cel mai dezavantajos (poate apare foarte rar în funcționarea rețelei de transport a energiei) eroarea nu depășește 3,1 % ;

c. Pentru cazul încărcării simetrice a fazelor, literatura de specialitate nu dă nici o indicație cu privire la erorile datorate cîmpurilor magnetice parazite. Se observă că $\varepsilon_{mg1} = 0{,}224\%$ iar $\varphi_{mg1} = 0{,}000078$ radian. De eroarea ε_{mg1} se poate ține seama în etalonarea transformatorului magneto-optic de curent, iar unghiul φ_{mg1} este complet neglijabil în comparație cu unghiul de rotație magnetică activ.

Bibliografie

[1] *Tănase, M. E.* Studiul convertoarelor magneto-optice de curent. Îmbunătățirea performanțelor traductorului primar. Teză de doctorat. Timișoara, 1981.

[2] *Soran, J. F., Tănase M. E.* Calculul factorului de transformare la un transformator magnetoopitc de curent. Electrotehnica, Electronica, Automaitca, Anul **30**, Nr. 4, mai 1982.

[3] *Tănase, M. E.* Uber das Verhalten des Stromsensors cines magneto — optischer Wandlers. Bestimmung cines Netzes von Finit — Elementen zwecks nummerischen Lasung der Feldaufgahe. În: Buletinul științific și tehnic al I.P.T.V. Timișoara, Tom **28** (42), Electrotehnică, Fascicula 1—2, 1983.

[4] *Carnel, A., Grebille B., Koplan Ch., Treboul, J.* Transformateurs de courant magneto-optique a effet Faraday, asta, tique. În: Revue Générale de l'Electricité, tome **80** nr.11, 1971, p. 815—826.

CZ 621.3.011 :621.313.3

Considerații asupra funcțiilor de transfer ale motoarelor liniare de inducție bilaterale

GHEORGHE LIVINȚ, MIHAELA CLEJU, MIHAELA DOINA ZAMFIR * — IAȘI

Introducere

Reglarea vitezei sistemelor de acționare electrică cu motoare liniare de inducție se realizează [1] prin : a — metode cunoscute de la motoarele asincrone rotative în scurtcircuit (modificarea amplitudinii și frecvenței tensiunii de alimentare, modificarea pasului polar etc.); b — metode specifice motoarelor liniare de inducție (modificarea rezistenței indusului, a întrefierului, a unghiului dintre axele de simetrie ale inductorilor și indusului). Performanțele cele mai bune se obțin cu instalațiile de reglare cu convertizoare statice de frecvență, care permit modificarea simultană sau separată a amplitudinii și frecvenței tensiunii de alimentare a motoarelor liniare. Majoritatea sistemelor de reglare a vitezei motoarelor liniare de inducție sînt sisteme automate închise.

Pentru proiectarea și optimizarea acționărilor electrice cu motoare liniare de inducție o deosebită importanță o prezintă determinarea corectă a funcțiilor de transfer ale acestor motoare. Deoarece comportarea dinamică a acestor moroare este descrisă de un sistem de ecuații neliniare [1, 2, 3,] funcțiile de transfer se obțin prin metoda micilor variații în jurul unui punct static de funcționare, metodă utilizată și în cazul motoarelor asincrone rotative [4, 5, 6, 7]. Funcțiile de transfer depind atît de punctul static de funcționare de pe caracteristica mecanică-forță-funcție de alunecare, $F = f(s)$ de coordonatele $s = s_s$ și $F = F_s = F_r$, corespunzător regimului staționar, față de care se consideră micile variații, cît și de frecvența și amplitudinea tensiunii de alimentare și de forța rezistentă.

Fenomenele specifice motoarelor liniare de inducție determină variația cu alunecarea a unor parametri ai acestor motoare [1, 2] și prin aceasta modifică funcțiile lor de transfer.

În lucrarea de față se stabilesc diferite forme ale funcțiilor de transfer ale motoarelor liniare de inducție în cazul reglării vitezei prin modificarea frecvenței și/ sau amplitudinii tensiunii de alimentare. Se analizează influența alunecării s și a masei m a sistemului mobil asupra coeficienților funcțiilor de transfer ale motoarelor liniare de inducție de puteri diferite, de la ordinul sutelor de watți la sute de kilowatți.

1. Stabilirea funcțiilor de transfer ale motoarelor liniare de inducție bilaterale la modificarea amplitudinii și frecvenței tensiunii de alimentare

În figura 1 se prezintă schema-bloc de principiu a unui sistem de reglare a vitezei motoarelor liniare de inducție, alimentate de la un convertizor static cu circuit intermediar de tensiune constantă, în care s-a notat cu : R — redresorul; I — invertorul; MLI-motorul liniar de inducție; R_v — regulatorul de viteză; R_i — regulatorul de curent; T_v — traductorul de viteză; T_i — traductorul de curent; TF — transformatorul funcțional; BC — blocul de comandă; L_f, C_f — inductanța și condensatorul de filtrare; v^x — valoarea impusă a vitezei; i_1^x — — valoarea impusă a curentului inductorului; Δu_c — tensiunea de comandă a invertorului.

* Institutul Politehnic — Iași, Catedra de utilizări electrice și automatizări.

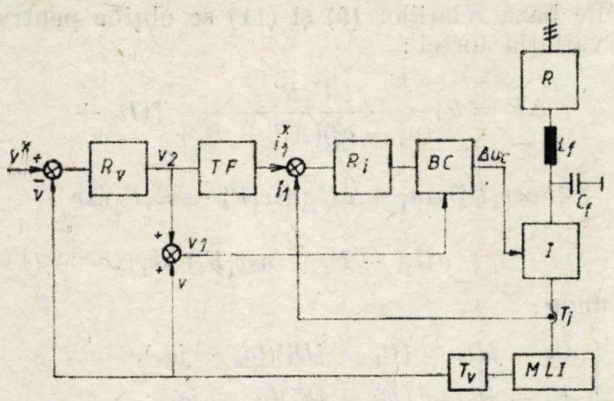


Fig. 1. Schema-bloc de principiu a unui sistem de reglare a vitezei motoarelor liniare de inducție alimentate de la convertizoare statice de frecvență.

Schema de reglare are o buclă principală pentru viteză și o buclă secundară pentru curentul absorbit de motor. Modificarea amplitudinii și frecvenței tensiunii de alimentare a motorului liniar de inducție *MLI* are loc în invertorul *I*, sub acțiunea tensiunii de comandă Δu_c.

Analiza comportării dinamice a sistemului de reglare a vitezei impune cunoașterea funcțiilor de transfer ale elementelor componente. Motorul liniar de inducție utilizat este de tip bilateral, cu indus nemagnetic, din aluminiu sau cupru. Pentru determinarea funcțiilor de transfer ale motoarelor liniare de inducție se folosește modelul bifazat al acestora [1, 2, 3]. Ecuațiile generale de funcționare ale motoarelor liniare de inducție se scriu într-un sistem de coordonate, ce se deplasează sincron cu cîmpul magnetic inductor, deci, cu viteza v_1 [2]:

$$\begin{cases} \underline{u}_1 = R_1\underline{i}_1 + \dfrac{d}{dt}\underline{\Phi}_1 + ja v_1\underline{\Phi}_1, & \dfrac{\pi}{\tau} = a \\ 0 = R_2'\underline{i}_2 + \dfrac{d}{dt}\underline{\Phi}_2 + ja(v_1 - v)\underline{\Phi}_2, & \dfrac{3}{2}\dfrac{\pi}{\tau} = b \\ F = bI_m(\underline{\Phi}_2\underline{i}_2^*) = F_r + m\dfrac{dv}{dt}, \end{cases} \tag{1}$$

unde :

$$\underline{\Phi}_1 = L_1\underline{i}_1 + L_m\underline{i}_2, \quad L_1 = L_m + L_{\sigma 1},$$

$$\underline{\Phi}_2 = L_m\underline{i}_1 + L_2\underline{i}_2, \quad L_2 = L_m + L_{\sigma 2} \simeq L_m. \tag{2}$$

La motoarele liniare cu indus nemagnetic inductanța de scăpări a indusului este neglijabilă, deci, $L_{\sigma 2} \simeq 0$.

Ținînd seama de ecuațiile (1) și (2), eliminînd mărimile $\underline{\Phi}_1$ și $\underline{i}_1$, primele două ecuații din sistemul (1) se aduc la forma :

$$\begin{cases} \underline{u}_1 = -a_2\underline{i}_2 - a_1\dfrac{d\underline{i}_2}{dt} - jav_1a_1\underline{i}_2 + c\underline{\Phi}_2 + \\ + jadv\underline{\Phi}_2, \\ 0 = R_2'\underline{i}_2 + \dfrac{d\underline{\Phi}_2}{dt} + jav_1\underline{\Phi}_2 - jav\underline{\Phi}_2. \end{cases} \tag{3}$$

În (3) s-au folosit notațiile :

$$\begin{cases} \dfrac{R_1}{L_m} = c; \quad \dfrac{L_1}{L_m} = d \\ dL_2 - L_m = a_1; \; cL_2 + R_2' = a_2. \end{cases} \tag{4}$$

Dacă se aplică metoda micilor variații [4, 5, 6, 7], pentru toate mărimile variabile ecuațiile (3) devin :

$$\begin{cases} \underline{u}_1 + \Delta\underline{u}_1 = -a_2(\underline{i}_2 + \Delta\underline{i}_2) - a_1\dfrac{d}{dt}(\underline{i}_2 + \Delta\underline{i}_2) - \\ - ja(v_1 + \Delta v_1)(\underline{i}_2 + \Delta\underline{i}_2)a_1 + c(\underline{\Phi}_2 + \Delta\underline{\Phi}_2) + \\ + ja(v + \Delta v)(\underline{\Phi}_2 + \Delta\underline{\Phi}_2)d \\ 0 = R_2'(\underline{i}_2 + \Delta\underline{i}_2) + \dfrac{d}{dt}(\underline{\Phi}_2 + \Delta\underline{\Phi}_2) + \\ + ja(v_1 + \Delta v_1)(\underline{\Phi}_2 + \Delta\underline{\Phi}_2) - \\ - ja(v + \Delta v)(\underline{\Phi}_2 + \Delta\underline{\Phi}_2). \end{cases} \tag{5}$$

Prin neglijarea termenilor care conțin produse de mici variații și avînd în vedere ecuațiile (3), din ecuațiile (5) se obține :

$$\begin{cases} \Delta\underline{u}_1 = -a_2\Delta\underline{i}_2 - a_1\dfrac{d}{dt}\Delta\underline{i}_2 - jav_1a_1\Delta\underline{i}_2 - \\ - jaa_1\underline{i}_2\Delta v_1 + c\Delta\underline{\Phi}_2 + (jav\Delta\underline{\Phi}_2 + ja\underline{\Phi}_2\Delta v)d \\ 0 = R_2'\Delta\underline{i}_2 + \dfrac{d}{dt}\Delta\underline{\Phi}_2 + jav_1\Delta\underline{\Phi}_2 + ja\underline{\Phi}_2\Delta v_1 - \\ - jav\Delta\underline{\Phi}_2 - ja\underline{\Phi}_2\Delta v. \end{cases} \tag{6}$$

Aplicînd transformata Laplace, ecuațiile (6) se scriu în forma :

$$\begin{cases} \Delta\underline{u}_1 = (-a_1p - a_2 - jav_1a_1)\Delta\underline{i}_2 + \\ + (c + jadv)\Delta\underline{\Phi}_2 + jad\underline{\Phi}_2\Delta v - jaa_1\underline{i}_2\Delta v_1 \\ 0 = R_2'\Delta\underline{i}_2 + (p + jasv_1)\Delta\underline{\Phi}_2 + ja\underline{\Phi}_2\Delta v_1 - \\ - ja\underline{\Phi}_2\Delta v. \end{cases} \tag{7}$$

În regim stabilizat ecuațiile (3) devin :

$$\begin{cases} \underline{u}_1 = -a_2\underline{i}_2 - jav_1a_1\underline{i}_2 + c\underline{\Phi}_2 + jadv\underline{\Phi}_2 \\ 0 = R_2'\underline{i}_2 + jasv_1\underline{\Phi}_2; \quad s = \dfrac{v_1 - v}{v_1}. \end{cases} \tag{8}$$

Din (8) se determină valorile în regim stabilizat pentru $\underline{\Phi}_2$ și $\underline{i}_2$:

$$\begin{cases} \underline{\Phi}_2 = \dfrac{\underline{u}_1 R_2'}{a_3 + ja_4} \\ \underline{i}_2 = -jasv_1 \dfrac{\underline{u}_1}{a_3 + ja_4}, \end{cases} \tag{9}$$

unde :

$$\begin{cases} a_3 = cR_2' - (av_1)^2 sa_1 \\ a_4 = a_2 asv_1 + R_2' adv = asv_1 Lc_2 + R_2' adv_1. \end{cases} \tag{10}$$

Înlocuind $\underline{\Phi}_2$ și $\underline{i}_2$ din (9) în (7) și rezolvînd sistemul de ecuații (7) în raport cu necunoscutele $\Delta\underline{i}_2$ și $\Delta\underline{\Phi}_2$ se obține :

$$\begin{cases} \Delta\underline{i}_2 = \dfrac{-(C_1' + jD_1')\Delta\underline{u}_1 + a\underline{u}_1 R_2'(E_1' + jF_1')\Delta v + a\underline{u}_1(E_2' + jF_2')\Delta v_1}{A_1'^2 + B_1'^2} \\ \Delta\underline{\Phi}_2 = \dfrac{(C_1'' + jD_1'')R_2'\Delta\underline{u}_1 + a\underline{u}_1 R_2'(E_1'' + jF_1'')\Delta v + a\underline{u}_1 R_2'(E_2'' + jF_2'')\Delta v_1}{A_1'^2 + B_1'^2}. \end{cases} \tag{11}$$

În (11) s-au introdus notațiile :

$$\begin{cases} A_1 = a_1 p^2 + a_2 p + a_3 ; \; B_1 = a_5 p + a_4 ; \\ a_5 = a_1 av_1(1 + s), \\ A_1' + jB_1' = (A_1 + jB_1)(a_3 + ja_4) ; \\ C_1 = pa_3 - a_4 asv_1, \\ D_1 = a_3 asv_1 + a_4 p ; \; C_1' + jD_1' = (C_1 + jD_1)(A_1' - jB_1'), \\ E_1 = -adv_1 ; F_1 = dp + c ; E_1' + jF_1' = (E_1 + jF_1)(A_1' - jB_1'), \\ E_2 = -pa_1 av_1 s + av_1 dR_2'(1 - s) ; \\ F_2 = -[cR_2' + (av_1 s)^2 a_1], \\ E_2' + jF_2' = (E_2 + jF_2)(A_1' - jB_1') ; \\ C_1'' + jD_1'' = (a_3 + ja_4)(A_1' - jB_1'), \\ E_1'' + jF_1'' = [-av_1 a_1 + j(a_1 p + cL_2)](A'_1 - jB_1'), \\ E_2'' + jF_2'' = [a_5 - j(a_1 p + a_2)](A_1' - jB_1'). \end{cases}$$

Dacă în expresia forței dezvoltate de motorul liniar (a treia ecuație din sistemul (1)), se aplică mici variații, se obține :

$$\begin{cases} F + \Delta F = bI_m[(\underline{\Phi}_2 + \Delta\underline{\Phi}_2)(\underline{i}_2^* + \Delta\underline{i}_2^*)], \\ \Delta F = bI_m[\underline{\Phi}_2 \Delta\underline{i}_2^* + \underline{i}_2^* \Delta\underline{\Phi}_2]. \end{cases} \tag{13}$$

Pe baza relațiilor (9) și (11) se obține pentru variația forței :

$$\Delta F = b \frac{U_1 R_2'}{(a_3^2 + a_4^2)(A_1'^2 + B_1'^2)} [(D_3 + asv_1 D_3')\Delta u_1 + aU_1(asv_1 F_3' - R_2' F_3)\Delta v + aU_1(-F_4 + asv_1 F_4')\Delta v_1], \tag{14}$$

unde :

$$\begin{cases} C_3 - jD_3 = (C_1' - jD_1')(a_3 - ja_4), \\ E_3 - jF_3 = (E_1' - jF_1')(a_3 - ja_4) ; \\ E_4 - jF_4 = (E_2' - jF_2')(a_3 - ja_4) ; \\ C_3' + jD_3' = (C_1'' + jD_1'')(-a_4 + ja_3) ; \\ E_3' + jF_3' = (E''_1 + jF_1'')(-a_4 + ja_3), \\ E_4' + jF_4' = (E_2'' + jF_2'')(-a_4 + ja_3). \end{cases} \tag{15}$$

Efectuînd calculele în (15) se obține :

$$\begin{cases} \Delta F = K[(b_3 p^3 + b_2 p^2 + b_1 p + b_0)\Delta u_1 - aU_1(c_3 \cdot p^3 + c_2 p^2 + c_1 p + c_0)\Delta v + aU_1(e_2 p^2 + e_1 p + e_0)\Delta v_1] \dfrac{1}{d_4 p^4 + d_3 p^3 + d_2 p^2 + d_1 p + d_0}, \end{cases} \tag{16}$$

unde :

$$\begin{cases} K = -\dfrac{bU_1 R_2'}{d_0}, \\ a_4 = a_1^2 ; \; d_3 = 2a_1 a_2 ; \; d_2 = a_2^2 + 2a_1 a_3 + a_5^2, \\ d_1 = 2(a_2 a_3 + a_4 a_5) ; \; d_0 = a_3^2 + a_4^2 ; \; b_3 = a_1 a_4 ; \\ b_2 = a_2 a_4 + 2asv_1 a_1 a_3 - a_3 a_5 ; \\ b_1 = 2asv_1(a_2 a_3 + a_4 a_5) = av_1 sd_1 ; \; b_0 = 2av_1 sd_0 ; \\ c_3 = da_1 R_2' ; \; c_2 = R_2'(ca_1 + da_2) - (av_1)^2 \cdot a_1^2 s^2, \\ c_1 = R_2'[a_2 c + d(a_3 + a_5 av_1) + 2(av_1)^2 a_1 ds^2] - 2a_1 a_2 (av_1)^2 s^2, \\ c_0 = a_3^2 + a_4^2 + 2s[(av_1)^2 a_1 a_3 - (av_1) cL_2 a_4], \\ e_2 = cR_2' a_1 - (av_1)^2 s \cdot a_1^2, \\ e_1 = cR_2' a_2 + (av_1)^2 s^2 a_1 a_2 + av_1 dR_2'(1 - s)a_5 - 2av_1 a_1 a_4 s, \\ e_0 = cR_2' a_3 + (av_1)^2 s^2 a_1 a_3 + av_1 dR_2'(1 - s)a_4 + asv_1 a_3 a_5 - av_1 s a_2 a_4. \end{cases} \tag{17}$$

Expresia (16) se poate scrie în forma :

$$\Delta F = Y_u(p)\Delta u_1 + Y_{v1}(p)\Delta v_1 - Y_v(p)\Delta v, \tag{18}$$

$Yu(p)$, $Yv_1(p)$ — fiind funcțiile de transfer ale motorului liniar de inducție, care au drept mărimi de intrare amplitudinea, respectiv frecvența tensiunii de alimentare; $Y_v(p)$ — funcția de transfer a legăturii inverse interne în raport cu viteza. Aceste funcții de transfer au expresiile :

$$\begin{cases} Y_u(p) = \dfrac{\Delta F}{\Delta u_1} = K\,\dfrac{b_3p^3 + b_2p^2 + b_1p + b_0}{d_4p_4 + d_3p^3 + d_2p^2 + d_1p + d_0}, \\ Y_{v1}(p) = \dfrac{\Delta F}{\Delta V_1} = K_1\,\dfrac{e_2p^2 + e_1p + e_0}{d_4p^4 + d_3p^3 + d_2p^2 + d_1p + d_0}, \\ Y_v(p) = \dfrac{\Delta F}{\Delta V_v} = -K_1\,\dfrac{c_3p^3 + c_2p^2 + c_1p + c_0}{d_4p^4 + d_3p^3 + d_2p^2 + d_1p + d_0}, \\ K_1 = \dfrac{baU_1^2R_2'}{d_0}. \end{cases} \tag{19}$$

Funcția de transfer $Y_F(p)$ a motorului liniar de inducție, în raport cu forța, rezultă din ecuația de echilibru mecanic (ecuația a treia a sistemului (1)), aplicînd mici variații și transformata Laplace :

$$Y_F(p) = \frac{\Delta V}{\Delta F - \Delta F_r} = \frac{1}{mp}. \tag{20}$$

Pe baza relațiilor (18) (19) și (20) se reprezintă în figura 2 structura schemei-bloc a motorului liniar de inducție comandat prin tensiune și

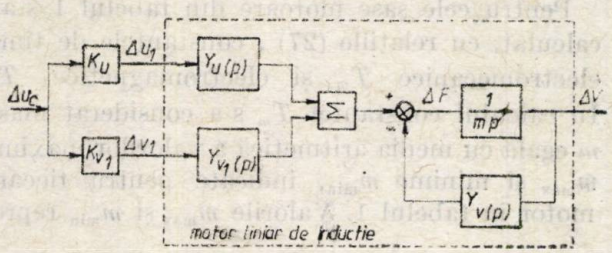


Fig. 2. Schema-bloc a motorului liniar de inducție comandat prin tensiune și frecvență.

frecvență. S-a considerat nulă variația forței rezistente. Funcția de transfer globală $Y_m(p)$ a motorului liniar de inducție rezultă :

$$Y_m(p) = \frac{Y_u(p) + Y_{v1}(p)}{mp - Y_v(p)} = \frac{P(p)}{Q(p)}. \tag{21}$$

Numitorul $Q(p)$ al funcțiilor de transfer are aceeași expresie, indiferent de metoda de reglare a vitezei adoptată, și anume :

$$\begin{aligned} &Q(p) = q_5p^5 + q_4p^4 + q_3p^3 + q_2p^2 + q_1p + q_0, \\ &q_5 = md_4; \quad q_4 = md_3, \\ &q_3 = md_2 + K_1c_3 \quad q_2 = md_1 + K_1c_2, \\ &q_1 = md_0 + K_1c_1; \quad q_0 = K_1c_0. \end{aligned} \tag{22}$$

Numărătorul $P(p)$ al funcțiilor de transfer $Y_m(p)$ are expresii diferite, funcție de metoda de reglaj a vitezei adoptată :

$$\begin{aligned} &P_u(p) = K(b_3p^3 + b_2p^2 + b_1p + b_0), \\ &P_{u_1}(p) = K_1(e_2p^2 + e_1p + e_0). \\ &P_{u_1;v_1}(p) = K[b_3p^3 + (b_2 + aU_1e_2)p^2 + \\ &+ (b_1 + aU_1d_1)p + b_0 + aU_1d_0], \end{aligned} \tag{23}$$

$$P'_{u_1,v_1}(p) = K\left[\frac{U_1}{v_1}b_3p^3 + \left(\frac{U_1}{v_1}b_2 + aU_1e_2\right)p^2 + \left(\frac{U_1}{v_1}b_1 + aU_1e_1\right)p + \frac{U_1}{v_1}b_0 + aU_1e_0\right].$$

Expresiile (23) ale numărătorului funcțiilor de transfer ale motorului liniar de inducție corespund situațiilor cînd cu :

$P_u(p)$ — se reglează amplitudinea tensiunii, $\Delta u_1 \neq 0$, frecvența rămîne constantă, $\Delta v_1 = 0$

$P_{v_1}(p)$ — se reglează numai frecvența tensiuni de alimentare, $\Delta v_1 \neq 0$, $\Delta u_1 = 0$,

$P_{u,v_1}(p)$ — se reglează simultan și independent atît frecvența, cît și amplitudinea tensiunii de alimentare, $\Delta u_1 \neq 0$, $\Delta v_1 \neq 0$.

$P'_{u,v_1}(p)$ — se reglează simultan atît frecvența, cît și amplitudinea tensiunii de alimentare, $\Delta u_1 \neq 0$, $\Delta v_1 \neq 0$, dar astfel ca fluxul mașinii să rămînă constant, deci să fie îndeplinite condițiile :

$$\frac{U_1}{av_1} = \text{const}, \qquad \Delta u_1 = \frac{U_1}{v_1}\Delta v_1. \tag{24}$$

Expresiile exacte (21) ÷ (23) ale funcțiilor de transfer sînt complicate și se utilizează în studiul riguros al comportării dinamice a motorului liniar de inducție. Pentru situațiile practice de proiectare, în acționările cu motoare liniare, se consideră expresii simplificate ale funcțiillor de transfer, la care gradul polinomului de la numitor este maximum doi, iar gradul polinomului de la numărător este maximum unu. Relațiile (22) și (23) devin :

$$Q_1(p) = q_2p^2 + q_1p + q_0, \tag{25}$$

$$\begin{aligned} &P_{1u}(p) = K(b_1p + b_0), \\ &P_{1v_1}(p) = K_1(e_1p + e_0). \end{aligned} \tag{26}$$

$$P_{1u,v_1} = K[(b_1 + aU_1e_1)p + b_0 + aU_1e_0],$$

$$P'_{1u,v_1} = K\left[\left(\frac{U_1}{v_1}b_1 + aU_1e_1\right)p + \frac{U_1}{v_1}b_0 + aU_1e_0\right].$$

Se introduc notaţiile :

$$T_m = \frac{mR_2'v_1^2L_1^2}{\frac{3}{2}U_1^2L_m^2}, \quad T_e = \frac{L_mL_{\sigma 1}}{L_1R_2'}, \tag{27}$$

unde :

T_m este constanta electromecanică de timp,

T_e — constanta electromagnetică de timp.

Pentru funcţionare la alunecări $s < 0{,}5$ se pot face, în continuare, simplificările :

$$q_5 \simeq md_4\,;\ q_4 \simeq md_3\,;\ q_3 \simeq md_2\,;\ q_2 \simeq md_1\,;$$

$$q_1 \simeq md_0\,;\ d_1 \simeq 2a_4a_5\,;\ d_0 \simeq a_4^2\,;\ c_0 \simeq d_0 = a_4^2\,;$$

$$b_0 \simeq 2av_1sd_0\,;\ b_1 \simeq av_1sd_1\,; \tag{28}$$

$$a_4 \simeq av_1dR_2'\,;\ a_5 \simeq av_1L_{\sigma 1}.$$

Ţinînd seama de relaţiile (27) şi (28), la reglarea amplitudinii tensiunii, expresiile (25) şi (26) devin :

$$Q_1(p) = K_2\,(2T_mT_ep^2 + T_mp + 1), \tag{29}$$

$$P_{1u}(p) = \frac{2K_2v_1s}{U_1}\,(T_ep + 1). \tag{30}$$

Funcţia de transfer a motorului liniar va avea următoarea expresie :

$$Y_m(p) = \frac{P_{1u}(p)}{Q_1(p)} = \frac{2v_1s}{U_1}\,\frac{[T_ep + 1]}{2T_mT_ep^2 + T_mp + 1}. \tag{31}$$

2. Influenţa parametrilor funcţionali asupra funcţiilor de transfer ale motoarelor liniare de inducţie

Pentru analiza influenţei parametrilor funcţionali asupra funcţiilor de transfer ale motoarelor liniare de inducţie s-a avut în vedere o serie de motoare liniare construite în Laboratorul de tracţiune electrică de la Institutul Politehnic Iaşi, cu puteri de la cîteva sute de W, la peste 100 kW. Principalii parametri pentru şase motoare liniare de inducţie sînt prezentaţi în tabelul 1.

Valoarea alunecării s determină poziţia punctului static de funcţionare (pentru care $s = s_s = $ = const., $F = F_s = F_r$ = const) în jurul căruia se analizează comportarea dinamică.

S-a studiat variaţia cu alunecarea a coeficienţilor $d_i = d_i(s)$; $i = 0 \div 4$, $b_j = b_j(s)$; $j = 0 \div 3$, $c_r = c_r(s)$; $r = 0 \div 3$. Valorile acestor coeficienţi s-au calculat cu relaţiile (17), pentru tensiunea instantanee maximă pe fază $U_1 = 220\sqrt{2}$ [V] ; frecvenţa $f_1 = 50$ [Hz] şi parametrii motoarelor din tabelul 1. Pentru exemplificare, în figura 3 sînt trasate curbele de variaţie cu alunecarea ale coeficienţilor $d_i(s) = d_{ik}(s)$, $b_j(s) = b_{jk}(s)$, $c_r(s) = c_{rk}(s)$, indicele $k = 1\,;\ 3\,;\ 6$ desemnînd prin valorile pe care le ia motorul corespunzător din tabelul 1. În figura 4 se prezintă variaţiile cu alunecarea ale coeficienţilor ecuaţiilor caracteristice ale funcţiilor de transfer $q_i(s) = q_{ik}(s)$, $i = 0 \div 5$; k = 1 ; 3 ; 6, pentru motoarele 1 ; 3 şi 6. ; s-au utilizat pentru calcule relaţiile (22) şi (17), pentru masa m luîndu-se valorile maxime m_{max} din tabelul 1, corespunzătoare fiecărui motor.

Pentru cele şase motoare din tabelul 1 s-au calculat, cu relaţiile (27) , constantele de timp electromecanice T_m şi electromagnetice T_e. În calculul constantei T_m s-a considerat masa m egală cu media aritmetică a valorilor maxime m_{max} şi minime m_{min}, indicate pentru fiecare motor în tabelul 1. Valorile m_{max} şi m_{min} repre-

Tabelul 1

Motor / Parametrii	1	2	3	4	5	6
R_1, Ω	131,61	34,505	1,909	0,477	0,4472	0,0415
$L_{\sigma 1}$ H	1,3109	0,5122	0,0322	0,0077	0,0106	0,0017
L_m, H	0,5039	0,1321	0,0135	0,0029	0,0051	0,0059
R_2, Ω	207,36	54,363	2,615	0,602	1,1266	0,12
m_{min}, kg	20,0	35,0	200,0	700,0	850,0	10 000,0
m_{max}, kg	30,0	85,0	750,0	3000,0	3 500,0	35 000,0
τ, m	0,03	0,03	0,072	0,072	0,066	0,252
P, kW	0,150	0,320	4,5	7,5	10,0	150,0

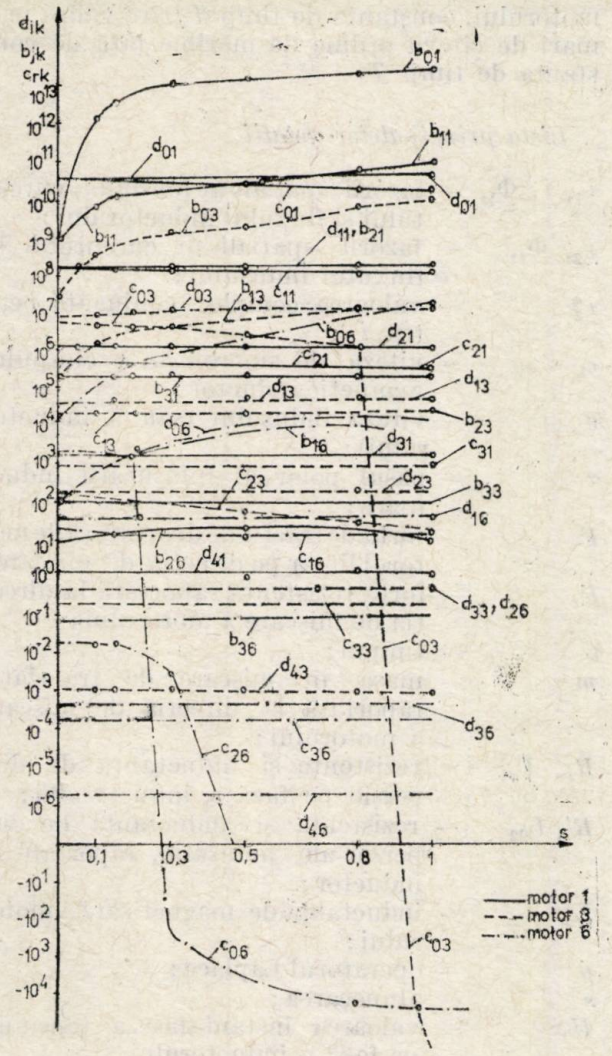


Fig. 3. Variațiile coeficienților $d_i = d_{ik}(s)$, $i = 0-4$, $b_{jk} = b_{jk}(s)$, $j = 0-3$, $c_r = c_{rk}(s)$, $k = 1,3$ și 6 (motoarele din tabelul 1).

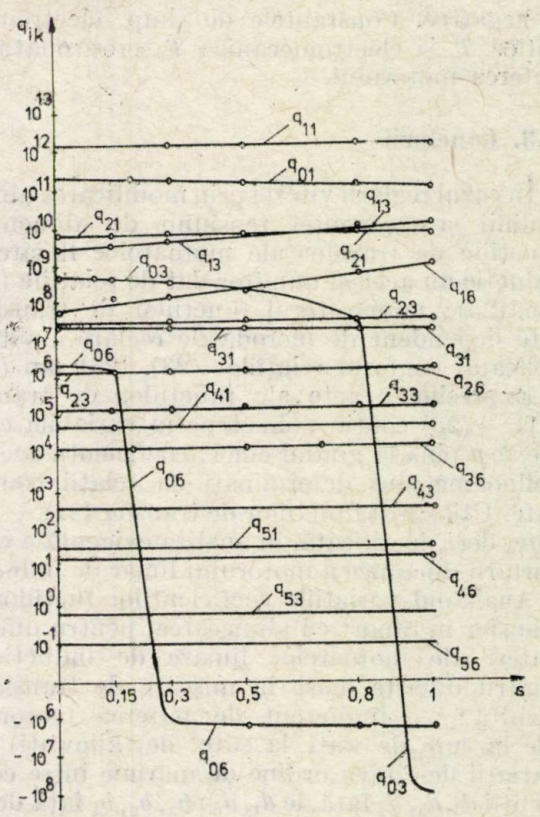


Fig. 4. Variațiile coeficienților $q_i = q_{ik}(s)$, $i = 0 - 5$, pentru motoarele $k = 1,3$ și 6 din tabelul 1.

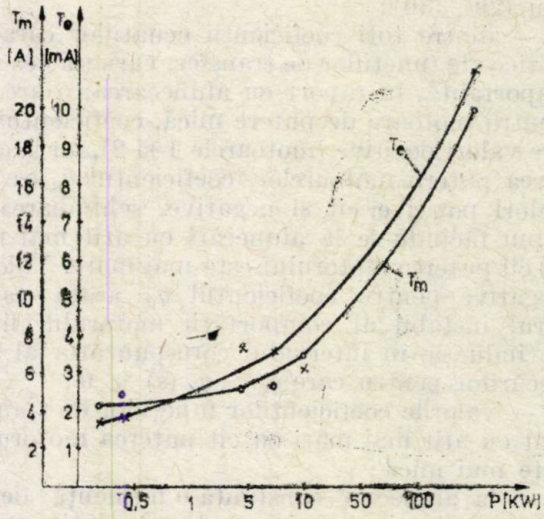


Fig. 5. Variațiile constantelor de timp electromecanice T_m și electromagnetice T_e, funcție de puterea P a motorului.

zintă masele maxime și minime în mișcările de translație ale motorului și ale mecanismului acționat, raportate la direcția de mișcare și la nivelul motorului. În figura 5 se reprezintă dependențele constantelor de timp T_e și T_m, funcție de puterea motorului P : $T_e = f(P)$ și $T_m = g(P)$.

Din figura 3 rezultă că variații însemnate cu alunecarea le au coeficienții b_0 și c_0. Excluzînd motoarele de putere mică (1 și 2 din tabelul 1), coeficientul c_0 poate avea și valori negative, indicînd caracterul instabil al comportării motorului pentru alunecări mari. Se constată că, pentru coeficienții d_4, d_3, d_2, se obțin valori cu cîteva ordine de mărime mai mici față de cele ale coeficienților d_1 și d_0, ; în același raport se află coeficienții b_3, b_2 față de b_1 și b_0. Este justificată, deci, pentru calculele de proiectare, neglijarea coeficienților d_4, d_3, d_2, b_3, b_2 și chiar a lui b_1, ca și adoptarea formulelor simplificate (25) și (26) pentru numitorul și numărătorul funcțiilor de transfer. Din figura 4 rezultă influența mică a alunecării asupra coeficienților ecuației caracteristice q_i (s), $i = 1 \div 5$. Indiferent de puterea motorului acești coeficienți pot fi calculați cu relațiile simplificate (28), erorile fiind sub 1% față de valorile calculate cu relațiile (22). Coeficientul q_0 este proporțional cu c_0 și la creșterea puterii motorului are o variație însemnată cu alunecarea, avînd valori pozitive

și negative. Constantele de timp electromagnetice T_e și electromecanice T_m cresc odată cu puterea motorului.

3. Concluzii

În cazul reglării vitezei prin modificarea amplitudinii și frecvenței tensiunii de alimentare funcțiile de transfer ale motoarelor liniare de inducție au același numitor dat de relațiile (22) sau (25); numărătorul funcțiilor de transfer este dependent de metoda de reglare a vitezei aplicată, conform relațiilor (23), (26) sau (30).

Expresiile exacte ale funcțiilor de transfer (21) ÷ (23) conțin polinoame în variabila complexă p pînă la gradul cinci; coeficienții acestor polinoame sînt determinați cu relații complicate. Utilizarea funcțiilor de transfer (21) ÷ (23) este, deci, justificată, în analiza exigentă a comportării dinamice a motorului liniar de inducție.

Analizînd variațiile coeficienților fucțiilor de transfer în raport cu alunecarea, pentru diferite puteri ale motoarelor liniare de inducție și pentru diferite mase în mișcare de translație, rezultă: — indiferent de puterea motorului (de la sute de wați la sute de kilowați) sînt variații de cîteva ordine de mărime între coeficienții d_4, d_3, d_2 față de d_1, d_0; b_3, b_2, b_1 față de b_0; q_5, q_4, q_3, față de q_2, q_1, q_0. De aceea, pentru calculele de proiectare se pot admite expresiile simplificate ale funcțiilor de transfer (25), (26) sau (29), (30);

— dintre toți coeficienții ecuațiilor caracteristice ale funcțiilor de transfer, variația cea mai importantă, în raport cu alunecarea, o are q_0; pentru motoare de putere mică, coeficientul q_0 are valori pozitive (motoarele 1 și 2), iar la creșterea puterii motoarelor, coeficientul q_0 are atît valori pozitive, cît și negative, schimbarea de semn făcîndu-se la alunecări cu atît mai mici cu cît puterea motorului este mai mare. Valorile negative pentru coeficientul q_0 arată caracterul instabil al comportării motorului liniar de inducție în intervalul corespunzător al alunecărilor pentru care $q_0 = q_1(s) < 0$;

— valorile coeficienților funcțiilor de transfer sînt cu atît mai mari cu cît puterea motorului este mai mică;

— la alunecare constantă o influență deosebită o are masa în mișcare de translație, antrenată de motor; coeficienții $q_5 - q_1$ au valori direct proporționale cu această masă;

— masa m influențează, de asemenea, valoarea constantei electromecanice de timp T_m;

— la creșterea puterii motorului se obțin, de obicei, valori mai mari ale constantelor de timp T_e și T_m. Datorită valorilor mari ale masei m în mișcare de translație față de masa proprie a motorului, constanta de timp T_m are valori mai mari de cîteva ordine de mărime față de constanta de timp T_e.

Lista principalelor notații

$\underline{i}_1, \underline{i}, \underline{\Phi}_1$ — fazorii spațiali ai tensiunii, curentului și fluxului inductorului;
$\underline{i}_2, \underline{\Phi}_2$ — fazorii spațiali ai curentului și fluxului indusului;
$\underline{i}_2^*$ — valoarea complex conjugată pentru $\underline{i}_2$;
v_1 — viteza de sincronism a cîmpului magnetic inductor;
v — viteza indusului (sau a inductorului);
τ — pasul polar al înfășurării inductoare;
F — forța de tracțiune dezvoltată de motorul liniar pe direcția de mișcare;
F_r — forța rezistentă raportată la direcția de mișcare a motorului;
t — timpul;
m — masa în mișcare de translație raportată la direcția de mișcare a motorului;
$R_1, L_{\sigma 1}$ — rezistența și inductanța de dispersie pe fază a inductorului;
$R_2', L_{\sigma 2}$ — rezistența și inductanța de dispersie ale indusului, raportate la inductor;
L_m — inductanța de magnetizare a motorului;
p — operatorul Laplace;
s — alunecarea;
U_1 — valoarea instantanee a tensiunii pe fază a inductorului.

Bibliografie

[1] *Livinț, Gh.* Studii privind posibilitățile de reglare a vitezei sistemelor de acționare electrică cu motoare liniare de inducție. Teză de doctorat, I. P. Iași, 1983.

[2] *Livinț, Gh., Botez, Cl.* Studiul regimurilor tranzitorii ale motoarelor liniare asincrone la modificarea tensiunii de alimentare prin modelare numerică. EEA—Electrotehnica, nr. 2, 1981.

[3] *Socolov, M. M., Sorokin, L. K.* Electroprivod s lineinimi asinhronnimi divigateliami, Energia, Moskva, 1974.

[4] *Gherasimiak, R. P.* Peredatocinaia funcția asinhronnovo dvigatelia pri parametricescom upravlenii, Electricestvo, nr. 11, 1983, p. 53—56.

[5] *Kovacs, K. P.* Analiza regimurilor tranzitorii ale mașinilor electrice (Traducere din limba maghiară). E.T., București, 1980.

[6] *Măgureanu, R., Tatoiu, V.* Program pentru determinarea funcțiilor de transfer și a comportării dinamice a motorului asincron trifazat utilizat în sisteme de acționări electrice. În: EEA Electrotehnica **26**, nr. 2, febr. 1978, p. 41.

[7] *Saal, C., Szabo, W.* Sisteme de acționare electrică. Determinarea parametrilor de funcționare, E.T. București, 1981.

RECENZII

Alexandru FRANSUA şi Răzvan MĂGUREANU
MAŞINI ŞI ACŢIONĂRI ELECTRICE. ELEMENTE DE EXECUŢIE

(Editura Tehnică, Bucureşti, 1986)

Această recentă carte a celor doi reputaţi profesori ai Institutului Politehnic Bucureşti constituie o primă parte a unei lucrări ce-şi propune, într-un al doilea volum, tratarea comenzii acţionărilor electrice. Scrisă într-un stil cursiv şi lipsit de ambiguităţi, materialul este structurat, pe parcursul a 546 de pagini, în opt capitole. Nivelul general al cărţii corespunde cititorilor cu pretenţii elevate.

În capitolul de început se expun generalităţile de rigoare referitoare la elementele sistemelor de acţionare electrică (SAE), cum ar fi maşinile electrice şi maşinile de lucru, alegerea maşinilor electrice în funcţie de condiţiile de exploatare, unele chestiuni cu privire la regimurile staţionare şi dinamice ale SAE. Sînt prezentate totodată aparatele electromecanice de comandă şi protecţie utilizate în SAE, cît şi elementele electronice şi de transmisie întîlnite în SAE.

Capitolul 2 este consacrat maşinilor de curent continuu folosite în SAE. Se studiază aici diferitele regimuri de funcţionare, caracteristicile mecanice, pornirea motoarelor de curent continuu. Acest capitol se încheie cu reglarea vitezei unghiulare a SAE cu motoare de curent continuu.

Dată fiind importanţa actuală a SAE asociate cu convertoare statice, acestea din urmă sînt expuse în capitolul următor. Se prezintă convertoarele monofazate şi trifazate, ca şi o analiză fenomenologică dublată de una energetică a funcţionării convertoarelor statice de diferite tipuri.

Înaintea abordării comportării SAE cu maşini de curent alternativ, cititorul trebuie să fie familiarizat cu transformatoarele electrice. Acestea fac obiectul capitolului 4. În afara chestiunilor clasice (ecuaţii funcţionale şi scheme echivalente) referitoare la transformatoarele monofazate şi trifazate, autorii tratează şi comportarea transformatoarelor destinate alimentării convertoarelor cu semiconductoare.

Maşinilor asincrone li s-a acordat o cincime din întregul volum, ceea ce este logic, dat fiind răspîndirea pe scară largă a acestor maşini în acţionările electrice şi tendinţa de folosire a lor şi mai largă în viitor. În afara problemelor specifice, legate de construcţia şi comportarea fenomenologică a maşinilor asincrone, funcţionarea lor în diferite regimuri, caracteristicile şi pornirea motorului asincron, ca şi reglarea vitezei sale de rotaţie sînt amplu dezvoltate.

Maşinile sincrone sînt tratate în capitolul 6 Acest capitol urmează o dezvoltare similară capitolului de maşini asincrone, cu sublinierea problemelor specifice acestui tip de maşini.

Particularităţile ce apar în SAE cu maşini de c.a. şi convertoare statice, în legătură cu reglarea vitezei de rotaţie, sînt prezentate în capitolul 7. Cascadele de tip Krämer şi Scherbius sînt cuprinse de asemenea în acest capitol.

Lucrarea se termină cu un capitol al cărui obiect îl formează maşinile electrice speciale întîlnite în SAE. Acest capitol îl socotim binevenit, avînd în vedere utilizarea pe scară largă a maşinilor de curent continuu şi sincrone cu magneţi permanenţi, a servomotoarelor, motoarelor pas cu pas şi a diferitelor traductoare.

Bibliografia cuprinde 69 titluri actuale.

Cartea se adresează specialiştilor electrotehnicieni, automatişti şi electronişti, ingineri şi studenţi. O recomandăm şi tuturor celor ce doresc să-şi clarifice şi aprofundeze cunoştinţele din domeniul SAE şi maşinilor electrice, chiar dacă nu lucrează nemijlocit în aceste specialităţi.

Prof. dr. ing. *Carol Saal*,
Universitatea din Braşov.

Vasile CĂTUNEANU, Ioan C. BACIVAROF
FIABILITATEA SISTEMELOR DE TELECOMUNICAŢII
(Editura Militară, Bucureşti 1985)

Lucrarea cu titlul de mai sus, a profesorului dr. ing. V. Cătuneanu şi a şefului de lucrări ing. I. C. Bacivarof este o contribuţie deosebită la studiul fiabilităţii sistemelor tehnice, reprezentînd o deosebită valoare a şcolii româneşti de fiabilitate la studiul aspectelor teoretice şi practice ale asigurării fiabilităţii sistemelor tehnice, fiind unică în literatura tehnică românească şi străină atît prin problematica abordată, cît şi prin modul ei de tratare.

Lucrările existente în domeniul fiabilităţii existente atît pe plan naţional, cît şi mondial, pot fi clasificate în două mari categorii. O primă categorie cuprinde acele lucrări care abordează domeniul fiabilităţii din punct de vedere abstract, matematic, ca pe un domeniu particular de aplicare a teoriei probabilităţilor şi statisticii matematice. O a doua categorie cuprinde lucrările care abordează fiabilitatea cu referire precisă la anumite domenii tehnice, dar în care aspectul empiric al teoriei este preponderent.

Astfel, un prim merit al lucrării analizate constă în găsirea unui just echilibru între rigoa-

rea modelului matematic şi interpretarea nuanţată a adecvării sale realităţii domeniului tehnic.

Lucrarea „Fiabilitatea sistemelor de telecomunicaţii" este consacrată unei probleme de mare actualitate şi importanţă — studierea multiplelor aspecte şi implicaţii ale fiabilităţii sistemelor de telecomunicaţii, sisteme de mare răspundere funcţională, ce au rolul de a asigura fluxul informaţional continuu necesar bunei desfăşurării a vieţii social-economice a ţării.

Se menţionează că abordarea problematicii fiabilităţii în telecomunicaţii s-a limitat la cîteva articole publicate în revistele de specialitate, lucrarea de faţă constituind primul studiu complex şi sistematic întreprins pe plan modial în acest domeniu.

Cartea este structurată pe zece capitole şi trei anexe.

Primul capitol propune o interesantă analiză a evoluţiei cercetărilor de fiabilitate pe plan mondial, utilizînd drept criteriu de comparaţie publicaţiile în acest domeniu. Sînt analizate consecinţele social-economice ale lipsei de fiabilitate a sistemelor de telecomunicaţii şi se propune o clasificare şi definire a defectărilor, specifică acestei categorii de sisteme.

În următorul capitol autorii introduc conceptul de *eficienţă globală a unui sistem*, spre a facilita studiul siguranţei în funcţionare a unui sistem complex din punctul de vedere al interconditionării laturilor sale. Este dezvoltat un model original al eficienţei globale a sistemelor de telecomunicaţii.

O deosebită importanţă , teoretică şi practică, o au contribuţiile autorilor la analiza fiabilităţii sistemelor de telecomunicaţii, problemă esenţială în etapa de proiectare şi căreia i s-a acordat o pondere însemnată în ansamblul lucrării.

Se remarcă, în acest sens, rezultatele cercetărilor autorilor privind utilizarea teoriei recunoaşterii formelor şi a teoriei instruirii, în scopul creşterii eficienţei analizei asistate de calculator a sistemelor de mare complexitate, ca şi metodele dezvoltate pentru analiza fiabilităţii sistemelor cu structură fiabilistică nedecompozabilă (capitolul 3).

Un interes major îl prezintă şi studiile autorilor privind analiza fiabilităţii sistemelor cu mai multe stări (capitolul 4), pe această bază devenind posibilă o analiză fiabilistică mai complexă şi mai realistă a sistemelor, ţinîndu-se seama de stările, modurile de defectare posibile, ale componentelor acestora.

Se remarcă contribuţiile originale ale autorilor privind dezvoltarea unor metode de analiză a fiabilităţii sistemelor cu mai multe stări bazate pe reprezentarea parametrică multidimensională a probabilităţii, ca şi extinderea utilizării modelării markoviene în acest scop.

Introducînd conceptul de „sistem de mare răspundere funcţională" pentru caracterizarea sistemelor de telecomunicaţii, autorii dezvoltă, în cadrul capitolului 5, metode adecvate unui studiu aprofundat al securităţii şi fiabilităţii acestor categorii de sisteme. De menţionat utilitatea practică a modelului original pentru analiza fiabilităţii luîndu-se în considerare defectările în mod comun (dependente) — dezvoltat în cadrul acestui capitol — în scopul unei proiectări mai realiste a sistemelor de telecomunicaţii.

În capitolul 6 sînt dezvoltate metode de optimizare adecvate structurilor fiabilistice caracteristice sistemelor de telecomunicaţii. Ceea ce sporeşte eficienţa practică a acestor metode este faptul că, în procesul de optimizare sînt avute în vedere atît restricţiile tehnice, cît şi cele economice, privind politica de mentenanţă ş.a.

În contextul creşterii importanţei softwareului în cadrul sistemelor de telecomunicaţii actuale, capitolul 7, deţinînd o pondere însemnată în lucrare, este consacrat studiilor întreprinse de autori privind multiplele aspecte şi implicaţii ale fiabilităţii software-ului, domeniu aflat încă în faza de pionierat pe plan mondial.

O valoare teoretică şi practică deosebită o au contribuţiile autorilor privind dezvoltarea şi/sau îmbunătăţirea unora dintre modelele de analiză a fiabilităţii software-ului, ca şi modelele propuse de aceştia pentru realizarea unui software de înaltă fiabilitate, cu structură tolerantă la defectări.

Ultimele trei capitole ale lucrării sînt consacrate prezentării rezultatelor, teoretice şi practice, ale cercetărilor întreprinse de autori în domeniul fiabilităţii unor categorii particulare de sisteme de telecomunicaţii.

Astfel, în capitolul 8 este introdus conceptul de „probabilitate de neservire" a unei reţele de telecomunicaţii, valoros prin aceea că, spre deosebire de abordările întîlnite în literatura de specialitate, permite să se aibă în vedere simultan, atît de aspectele legate de fiabilitate, cît şi de cele referitoare la traficul informaţional. Pe această bază sînt dezvoltate mai multe modele originale ale probabilităţii de neservire a unor tipuri de reţele de telecomunicaţii, care, verificate în practică, au permis o proiectare mai realistă a acestor sisteme.

Studiul corelaţiei între fiabilitatea şi topologia reţelelor de calculatoare face obiectul capitolului 9. În acest context sînt introduşi indicatori de fiabilitate specifici acestei categorii de sisteme şi este dezvoltată o metodologie de analiză şi optimizare a fiabilităţii reţelelor de calculatoare cu configuraţie în inel.

Ultimul capitol al lucrării analizate este consacrat rezultatelor obţinute de către autori în

studiul teoretic şi experimental al unor sisteme de comunicaţii optice. Este propusă o abordare originală a fiabilităţii, mai adecvată acestor categorii de sisteme, prin luarea în consideraţie a aspectelor cuantice ale teoriei comunicaţiilor optice; totodată sînt introduşi noi indicatori de fiabilitate specifici sistemelor de comunicaţii cu laser.

Soluţionarea problemelor complexe legate de studiul fiabilităţii sistemelor este realizată de către autori prin utilizarea adecvată a unui vast aparat matematic şi a unei multidudini de metode, bazate pe teoria probabilităţilor, algebra booleană, algebra matriceală, teoria grafelor, programarea matematică, teoria inteligenţei artificiale, teoria cuantică a comunicaţiilor, unele dintre aceste metode fiind utilizate pentru prima oară în domeniul fiabilităţii, iar pentru altele indicîndu-se posibilităţi noi de utilizare în fiabilitate faţă de cele cunoscute în literatura tehnică mondială.

Se cuvine a fi menţionat numărul mare de algoritmi şi programe de calcul elaborate de către autori, corespunzător unora dintre metodele propuse în lucrare. Aceasta sporeşte eficienţa practică a metodelor dezvoltate, făcîndu-le adecvate studiului sistemelor de telecomunicaţii reale, de mare complexitate, ceea ce constituie un merit deosebit al lucrării.

Lucrarea „Fiabilitatea sistemelor de telecomunicaţii" constituie rodul unei îndelungate şi rodnice activităţi didactice şi ştiinţifice a autorilor, specialişti de mare valoare şi recunoscut prestigiu ştiinţific în domeniul fiabilităţii. Ea este caracterizată prin profunzimea studiilor teoretice de fiabilitate, conduse însă pînă la nivelul finalizării practice; de aceea, reuşeşte să fie nu numai o carte de elevată ţinută ştiinţifică, ci şi o lucrare utilă celor interesaţi de soluţii aplicative concrete.

Lucrarea analizată se remarcă printr-o viziune modernă, sistemică, asupra problemelor studiate. De menţionat că sînt avute în vedere nu numai aspectele tehnice, ci şi implicaţiile social-economice ale problemei fiabilităţii.

Numeroasele contribuţii originale şi puncte de vedere personale ale autorilor îi conferă lucrării o individualitate proprie şi un loc privilegiat în contextul literaturii de specialitate mondiale.

Modul complex de abordare a problemei fiabilităţii în cadrul acestei lucrări reliefează înţelegerea profundă de către autori a rolului economic şi social pe care este chemată să-l joace astăzi o teorie ştiinţifică în vederea trecerii la o nouă calitate la scara întregii societăţi.

Prof. dr. docent *MIHAI DRĂGĂNESCU*

Membru corespondent al Academiei R.S. România

Sakae YAMAMURA

Universitatea din Tokio, Japonia

MOTOARE DE CURENT ALTERNATIV PENTRU APLICAŢII DE MARE PERFORMANŢĂ

(Marcel Dekker, Inc., New York, 1986. ISBN: 0—8247—7492—2 Seria de Electrotehnică şi Electronică, vol. 30 224 p.)

Completînd zonele neglijate ale teoriei maşinilor de curent alternativ, această lucrare nouă, fundamentală, documentează cercetări importante ale electronicii de putere, care dovedesc că motoarele de curent alternativ sînt mai competitive decît motoarele de curent continuu în domeniile de control de mare performanţă. Această lucrare remarcabilă conţine cercetări fundamentale privind fenomenele tranzitorii ale motoarelor cu comandă electrică şi examinează efectele electromagnetice inerent mai complicate ale motoarelor de curent alternativ. Se poate spune, pe bună dreptate, că această lucrare a deschis drumul teoriei moderne a analizei şi controlului motoarelor de curent alternativ.

Într-un stil clar, lucrarea „Motoarele de curent alternativ pentru aplicaţii de mare performanţă"

— prezintă unelte analitice noi cum ar fi separarea fazelor şi metodele componentei simetrice cu vector descrescător;

— explică noi metode de control pentru aplicaţii superioare ale motoarelor de curent alternativ;

— detaliază practicile care suprimă fenomenele tranzitorii;

— oferă tehnici de ameliorare a performanţei de control şi de accelerare a răspunsului, cum ar fi controlul accelerării cîmpului şi liniarizarea caracteristicilor motoarelor;

— investighează complicaţiile electromagnetice ce se pot ivi la motoarele de curent alternativ;

— simplifică partea de hard a comenzii motoarelor de curent alternativ.

Făcînd uz de calcule numerice şi de rezultate grafice, monografia oferă o abordare realistă a performanţelor de comandă, esenţială aplicării cu succes a motoarelor de curent alternativ.

Din cuprinsul lucrării:

Introducere

Comanda motorului de inducţie

Comanda motorului: trecut şi prezent. Tendinţele comenzii motorului de inducţie. Metoda de comandă prin accelerarea cîmpului.

Analiza motorului de inducţie în regim staţionar. Teoria cîmpului şi teoria circuitului. Derivarea ecuaţiilor circuitului şi a circuitelor echi-

valente ale motorului de inducţie. Calculul performanţelor motorului de inducţie în regim staţionar.

Teoria transformării circuitelor echivalente ale motorului de inducţie.

Constantele circuitelor motorului de inducţie. Teoria transformării circuitelor echivalente ale motorului de inducţie în regim staţionar. Calculele performanţelor motorului de inducţie cu ajutorul circuitelor echivalente. Controlul curentului motorului de inducţie. Controlul tensiunii motorului de inducţie. Compararea controalelor curentului şi tensiunii.

Analiza fenomenelor tranzitorii ale motorului de inducţie.

Fenomenele tranzitorii ale motorului de inducţie. Analiza fenomenelor tranzitorii electromagnetice ale motorului de inducţie. Ecuaţiile circuitelor şi circuitele echivalente tranzitorii pentru controlul curentului motorului de inducţie. Analiza fenomenelor tranzitorii ale controlului curentului motorului de inducţie. Ecuaţiile circuitului şi circuitele echivalente tranzitorii pentru controlul tensiunii motorului de inducţie. Analiza fenomenelor tranzitorii ale controlului tensiunii motorului de inducţie.

Transformarea ecuaţiilor circuitului şi a circuitelor echivalente tranzitorii ale motorului de inducţie.

Circuitele echivalente tranzitorii generalizate şi diferite circuite echivalente tranzitorii ale motorului de inducţie. Analiza fenomenelor tranzitorii ale controlului curentului cuplului motorului de inducţie cu circuitul echivalent tranzitoriu generalizat. Controlul curentului cuplului motorului de inducţie pe baza circuitului echivalent tranzitoriu T—I. Controlul tensiunii cuplului motorului de inducţie. Compararea controlului curentului şi tensiunii cuplului motorului de inducţie. Generalizarea soluţiilor tranzitorii ale controlului motorului de inducţie FAM. Compensarea temperaturii motorului de inducţie.

Analiza fenomenelor tranzitorii şi teoria de control a motorului sincron.

Motorul sincron ca motor de control. Analiza fenomenelor tranzitorii ale motorului sincron fără înfăşurare de amortizare . Analiza fenomenelor tranzitorii ale motorului sincron cu înfăşurare de amortizare. Transformarea circuitului echivalent al motorului sincron cu înfăşurare de amortizare. Controlul cuplului sincron. Analiza fenomenelor tranzitorii ale cuplului motorului sincron.

Compararea servomotoarelor

Cifra de merit a servomotoarelor : raportul inerţiei cuplului. Cifra electromagnetică de merit a servomotoarelor.

Surse de alimentare de curent alternativ şi circuitul de comandă.

Comanda clasică şi modernă a motoarelor de curent alternativ. Surse de alimentare de curent alternativ cu frecvenţă şi tensiune variabile. Circuitul de control pentru controlul cuplului motorului de inducţie. Soluţia numerică a ecuaţiilor circuitului motoarelor de curent alternativ.

Comanda transvectorială şi coordonata biaxială ortogonală.

Comanda transvectorială a motorului asincron. Coordonata biaxială ortogonală.

Metoda separării fazelor şi metoda componentei simetrice cu vector descrescător a analizei motoarelor de curent alternativ.

Metoda separării fazelor în analiza motoarelor de curent alternativ. Metoda componentei simetrice. Metoda componentei simetrice cu vector descrescător. Compararea metodei separării fazelor cu metoda componentei simetrice cu vector descrescător. Exemple de analiză cu ajutorul metodei componentei simetrice cu vector descrescător şi al metodei separării fazelor. Observaţii finale asupra metodei simetrice cu vector descrescător şi a metodei separării fazelor.

Anexa I

Determinarea cuplului tranzitoriu al controlului tensiunii motorului sincron cu înfăşurare de amortizare. Anexa II

Identitatea circuitelor echivalente tranzitorii T şi T—I.

Conf. dr. ing. *R. Măgureanu*
I. P. Bucureşti

1967 JUL 2 3

E 2040/1

Electrotechnica

1987 MAJ 26

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 35 • NR. 3 • APRILIE 1987

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 35 Nr. 3 aprilie 1987

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.315.616

RĂŞINI POLIESTERICE
IRADIERE

Cramariuc, R. ş.a. : **Utilizarea radiaţiilor ionizante în tehnologia de obţinere a unor compozite de uz electrotehnic.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 3, apr 1987, p. 95

În lucrare se tratează despre comportarea unor răşini poliesterice nesaturate în procesul radiopolimerizării şi realizarea prin această tehnică neconvenţională a unor compozite laminate şi rulate.

CZ 621.3;696:621.313.2

SISTEM DE CONTROL
GENERATOR SINCRON
TEHNICI DE SIMULARE

Smith, J. R., Young, D. : **Proiectarea şi încercarea unui regulator suboptimal de excitaţie.**

E.E.A. —**Electrotehnica 35**, nr. 3, apr 1987, p. 100

Lucrarea prezintă un model de sistem de control prin excitaţie pentru un generator sincron, în care se foloseşte o tehnică numerică sistematică pentru derivarea unor cantităţi măsurabile de reacţie inversă ca reacţii inverse ale controlului.

CZ 621.313.2.8:621.313.3

GENERATOR
MOTOR PAS CU PAS

Voiculescu, E. : **Generatoare pentru comanda motoarelor pas cu pas realizate cu circuitul β565.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 3, apr 1987, p. 104

Se prezintă generatoare pentru lansarea, respectiv frînarea motoarelor pas cu pas, realizate cu circuitul de calare a fazei β565. Datorită profilului accelerare-decelerare folosit au rezultat frecvenţe de sincronism superioare cu sarcină maximă aplicată la arborele motorului.

CZ 231.189.125:3.159.201

ACŢIONARE REGLABILĂ
MUTATOARE CU TRIAC

Coita, V., Bălan, S. : **Acţionare reglabilă de mică putere cu motor monofazat de curent alternativ cu colector şi mutator cu triac.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 3, apr 1987, p. 112

În lucrare sînt analizate unele tipuri de mutatoare cu triac care pot fi folosite în acţionările electrice reglabile de mică putere şi care permit o utilizare mai raţională a energiei electrice. De asemenea, sînt prezentate şi rezultate experimentale privind construcţia şi utilizarea acestor tipuri de mutatoare.

CZ 517:621.7.082.781.001.24

METODA ITERATIVĂ CU DIFERENŢE FINITE
INSTRUMENT MAGNETOELECTRIC

Chivu, M. : **Calculul numeric al cuplului activ şi al unghiului de deviaţie permanentă la instrumentul magnetoelectric cu magnet mobil.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 3, apr 1987, p. 116

Lucrarea prezintă contribuţia autorului la calculul momentului cuplului activ la instrumentul magnetoelectric cu magnet mobil, pe baza unei metode iterative cu diferenţe finite în coordonate polare.

CZ 621.3.011.3:621.316.1

FUNCŢII DE REŢEA
PROGRAM DE GENERARE A FUNCŢIILOR DE REŢEA

Iordache, M. ş.a. : **PGFRCS — Program de generarea funcţiilo de reţea şi de calcul al sensivităţilor.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 3, apr 1987, p. 119

Lucrarea prezintă un program original de generare simbolică sau parţial simbolică a tuturor funcţiilor de reţea : admitanţa şi impedanţa de transfer (şi/sau de intrare sau de ieşire)-factorul de transfer (amplificare) în tensiune. Acest program, permite calculul sensivităţilor oricărei funcţii de reţea în raport cu parametrii circuitului, la orice valoare a pulsaţiei ω.

CZ 64.06:621.3.016

CONSUMURI ENERGETICE
UTILIZĂRI CASNICE

Miron, D. ş.a. : **Consideraţii cu privire la unele tehnologii şi aparate cu consumuri energetice reduse pentru utilizări casnice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 3, apr 1987, p. 124

Articolul se referă la unele tehnologii şi aparate cu consumuri energetice reduse destinate uzului casnic. Totodată se arată că pe baza rezultatelor obţinute soluţiile elaborate de autori justifică necesitatea intensificării preocupărilor în acest domeniu.

CRONICA 130

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; dr. ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; ing M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.315.616

ПОЛИЭФИРНЫЕ СМОЛЫ
ОБЛУЧЕНИЕ

Крамарюк, Р. и др.: **Применение ионизированных радиаций в технологии получения некоторых электротехнических композитов.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 35,** № 3, апрель 1987, стр. 95

В настоящей работе обсуждается поведение некоторых полиэфирных непредельных смол в процессе радиополимеризации и реализация этой неконвенциональной техники некоторых прокатанных и обкатанных композитов.

УДК 621.396.6: 621.313.2

КОНТРОЛЬНАЯ СИСТЕМА
СИНХРОННЫЙ ГЕНЕРАТОР
ТЕХНИКА СИММУЛИРОВАНИЯ

Смит, Ж. Р., Юунг, Д.: **Проектирование и испытание одного подоптимального контроллера возбуждения.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 35,** № 3, апрель 1987, стр. 100

Работа представляет модель контрольной системы методом возбуждения для синхронного генератора, в котором используется систематическая цифровая техника для дифференцирования измеряемых количеств обратного воздействия, то есть как обратных воздействий контроля.

УДК 621.313.2-8:621.313.3

ГЕНЕРАТОР
ШАГОВЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

Войкулеску, Е.: **Генераторы для управления шаговыми двигателями, осуществленных цепью β565.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 35,** № 3, апрель 1986, стр. 104

Представляются генераторы для запуска и остановки шаговых двигателей, осуществленных цепью посадки фазы β565. Благодаря использованному профилю ускорение-замедление были получены частоты высшего синхронизма с максимальной нагрузкой, примененной на валу двигателя.

УДК 231.189.125: 3.159.201

РЕГУЛИРУЕМЫЙ ПРИВОД
МУТАТОРЫ С ТРИАКОМ

Койта, В., Бэлан, С.: **Регулируемый привод малой мощности с монофазным двигателем переменного тока с коллектором и мутатором с триаком.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 35,** № 3, апрель 1987, стр. 112

В работе представлены некоторые типы мутаторов с триаком, которые могут быть использованы в электрических регулируемых приводах малой мощности и которые позволяют более рациональные использования электроэнергии. Также представлены и экспериментальные результаты, относительно конструкции и использования этих типов мутаторов.

УДК 517: 621.7.082.781.001.24

МЕТОД ИТТЕРАЦИИ С КОНЕЧНЫМИ РАЗНОСТЯМИ
МАГНЕТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ИНСТРУМЕНТ

Киву, М.: **Цифровой расчёт момента вращения и угла постоянного смещения магнетоэлектрического инструмента с мобильным магнитом.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 35,** № 3, апрель 1987, стр. 116

Работа представляет вклад автора в расчёте момента вращения магнетоэлектрического инструмента с мобильным магнитом, на основе метода иттерации с конечными разностоями в полярных координатах.

УДК 621.3.011.3: 621.316.1

СЕТЬЕВЫЕ ФУНКЦИИ
ПРОГРАММА ГЕНЕРИРОВАНИЯ СЕТЬЕВЫХ ФУНКЦИЙ

Йордаке, М. и др.: PGFRCS — **Программа генерирования сетьевых функций и расчёта чувствительности.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 35,** № 3, апрель 1987, стр. 119

Работа представляет оригинальную программу символического или частично символического генерирования всех сетьевых функций: адмитанс и передаточный импеданс (и/или входной или выходной), передаточный фактор (усиление) в напряжении. Эта программа позволяет расчёт чувствительности любой сетьевой функции, относительно сетьевых параметров, при любом значении пульсации ω.

УДК 64.06: 621.3.016

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ РАСХОДЫ
ДОМАШНЕЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ

Мирон, Д.: **Соображения относительно некоторых технологий и аппаратов с энергетическими расходами для домашнего использования.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 35,** № 3, апрель 1987, стр. 124

Статья анализирует некоторые технологии и аппараты с энергетическими пониженными расходами для домашнего использования. В то же время показано, что на основе полученных результатов, полученные решения авторами доказывают необходимость интенсификации особого интереса в этой области.

INHALT

DK 621.315.616

POLYESTERHARZE
BESTRAHLUNG

Cramariuc, R. u.a. : **Verwendung der ionisierten Bestrahlung in der Herstellungstechnologie von elektrotechnischen Kompositwerkstoffen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 3, Apr 1987, S. 95

Im Beitrag wird das Verhalten von einigen ungesättigten Polyesterharzen während des Radiopolymerisationsprozesses und die Herstellung durch diese unkoventionelle Technik von einigen gewaltzen und gerollten Kompositwerkstoffen vorgestellt.

DK 621.396.6 :621.313.2

KONTROLLSYSTEM
SYNCHRONGENERATOR
SIMULATIONSTECHNIKEN

Smith, J. R., Young, D. : **Entwurf und Prüfung eines unteroptimalen Erregercontrollers.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 3, Apr 1987, S. 100

Im Beitrag wird das Modell eines Kontrollsystems durch Erregung für einen Synchrongenerator, in dem eine systematische Digitaltechnik zur Ableitung von einigen messbaren Gegenreaktionsmengen, wie z. B. Kontrollgegenreaktion, verwendet wird, vorgestellt.

DK 621.313.2-8 :621.313.3

GENERATOR
SCHRITTMOTOR

Voiculescu, E. : **Mit der Schaltung β 565 hergestellte Generatoren zur Steuerung der Schrittmotoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 3, Apr 1987, S. 104

Es werden die mit der Phasenverschlusschaltung β565 hergestellte Generatoren zum Anfahren bzw. Abbmesen der Schrittmotoren vorgestellt. Dank des verwendeten Beschleunigungs-Verzögerungsprofils wurden bessere Synchronfrequenzen mit maximaler an die Motorwelle angelegte Last erhalten.

DK 231.189.125 :3.159.201

REGELBARER ANTRIEB
TRIAC-STROMRICHTER

Coita, V., Bălan, S. : **Regelbarer Antrieb kleiner Leistung mit Wechselstrom-Einphasenkollektormotor und Triac-Stromrichtern.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 3 Apr 1987, S. 112

Im Beitrag werden einige Typen von Triac-Stromrichtern die in den regelbaren elektrischen Antrieben kleiner Leistung verwendet werden können und die eine bessere Ausnützung der elektrischen Energie erlauben, vorgestellt. Weiterhin werden auch die experimentellen Ergebnisse zur Konstruktion und Anwendung dieser Stromrichtertypen aufgezeigt.

DK 517 :621.7.082.781.001.24

ITERATIVE METHODE MIT FINITEN DIFFERENZEN
MAGNETOELEKTRISCHES INSTRUMENT

Chivu, M. : **Digitalberechnung des aktiven Drehmomentes und des permanenten Ablenkungswinkels des magnetoelektrischen Instruments mit beweglichem Magneten.**

E.E.A — **Electrotehnica 35**, Nr. 3, Apr 1987, S. 116

Im Aufsatz wird der Beitrag des Autors zur Berechnung des aktiven Drehmomentes beim magnetoelektrischem Instrument mit beweglichem Magneten aufgrund einer iterativen Methode mit finiten Differenzen in Polarkoordonaten vorgestellt.

DK 621.3.011.3 :621.316.1

NETZFUNKTIONEN
PROGRAMM ZUR GENERIERUNG DER NETZFUNKTIONEN

Iordache, M. u.a. : **PGFRCS — Programm zur Generierung der Netzfunktionen und zur Berechnung der Sensitivitäten.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 3, Apr 1987, S. 119

Der Beitrag stellt ein originelles Programm zur symbolischen oder teilweise symbolischen Generierung aller Netzfunktionen vor : Übertragungsleitwert und — impedanz (und/oder eingangs-oder ausgangsseitig), Übertragungsfaktor (Verstärkung) bei Spannung. Dieses Programm erlaubt die Berechnung der Sensitivitäten jedwelcher Netzfunktion bezogen auf die Schaltungsparameter bei jedwelchem Wert der Kreisfrequenz ω.

DK 64.06 :621.3.016

LEISTUNGSVERBRAUCH
HAUSHALTSANWENDUNGEN

Miron, D. u.a. : **Betrachtungen über einige Technologien und Apparate mit vermindertem Leistungsverbrauch für Haushaltsanwendungen.**

E.E.A.— **Electrotehnica 35**, Nr. 3, Apr 1987, S. 124

Der Beitrag bezieht sich auf einige Technologien und Apparate mit vermindertem Leistungsverbrauch für Haushaltsanwendungen. Es wird gezeigt, dass, aufgrund der erhaltenen Ergebnisse, die von den Autoren erarbeiteten Lösungswege die Notwendigkeit der Intensivierung der Arbeiten auf diesem Gebiet vertretbar machen.

CONTENTS

DC 631.315.616

POLYESTER RESINS
IRADIATION

Cramariuc, R. and a. : **The application of ionized radiation to electrical engineering usage composite technology.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 3, apr 1987, p. 95

The paper considers the behaviour of certain unsaturated polyester resins during radiopolimerization and the development of laminated and rolled composites through this unconventional technique.

DC 621.396.6 :621.313.2

CONTROL SYSTEM
SYNCHRONOUS GENERATOR
SIMULATION TECHNIQUES

Smith, J. R., Young, D. : **The designing and testing of a sub-optimal excitation controller.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 3, apr 1987, p. 100

The paper presents an excitation control system model for a synchronous generator, that employs a systematic digital technique for the derivation of feedback reaction measurable quantities as control feedback reactions.

DC 621.313.2-8 :621.313.2

GENERATOR
STEP-BY-STEP MOTORS

Voiculescu, E. : **Generators for step-by-step motor control by means of β565 circuits.**

E.E.A. —**Electrotehnica 35**, nr. 3, apr 1987, p. 104

The paper presents generators for the starting, respectively braking, of step-by-step motors, carried out by means of β565 phase keying circuit.

Due to the acceleration/decelera'ion profile used, superior synchronism frequencies, with a maximum load applied to the motor shaft, have resulted.

DC 231.189.125 :3.159.201

ADJUSTABLE DRIVE
TRIAC RECTIFIERS

Coita, V., Bălan, S. : **Low-power adjustable drive with A. C. singlephased motor with colector and triac rectifier.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 3, apr 1987, p. 112

The paper deals with certain types of triac rectifiers that can be used in low-power adjustable electric drives that enable a more rational use of electric power. At the same time, experimental results regarding the construction and application of such rectifier types, are presented.

DC 517 :621.7.083.001.24

FINITE DIFFERENCE ITERATIVE METHOD
MAGNETOELECTRICAL INSTRUMENT

Chivu, M : **Digital computation of active torque and permanent drift angle for the mobile magnet magnetoelectrical instrument.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 5, apr 1987, p. 116

The paper presents the author's contribution to the computation of the active torque momentum for the mobile magnet magnetoelectrical instrument, by means of a polar co-ordinates finites difference iterative method.

DC 621.3.011.3 :621.316.1

NETWORK FUNCTION
NETWORK FUNCTION GENERATING PROGRAM

Iordache, M. a. al. : **NFGSCP—network function generation and sensitivity computation program.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 3, apr 1987, p. 119

The paper presents an original, symbolic or partially symbolic generation program for all network functions : transfer admittance and impedance (input and/or output) voltage transfer factors (amplification). This program enables the computation of any pulse value ω.

DC 64.06 :621.3.016

POWER INPUT
HOUSEHOLD USAGE

Miron, D. et. al.: **Considerations regarding certain technologies and low power input devices for household applications.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 3, apr 1987, p. 124

The article deals with certain technologies and low-power input devices for household applications. At the same time it is shown that, taking into account the results obtained the solutions developed by the authors warrant the intensifying of preoccupations in this field.

SOMMAIRE

CD 621.315.616

RÉSINES POLYESTÉRIQUES
IRRADIATION

Cramariuc, R. et. au. : **Utilisation des rayonnements ionisés dans la technologie d'obtention de matériaux composites pour l'électrotechnique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 3, april 1987, p. 95

Dans ce travail on aborde l'aspect du comportement de quelques résines polyestériques non-saturées lors du processus de radiopolymérisation tout en présentant l'obtention par cette technique non-conventionnelle de matériaux composites laminés.

CD 621.396 :621.313.2

SYSTÈME DE COMMANDE
GÉNÉRATEUR SYNCHRONE
TECHNIQUES DE SIMULATION

Smith, J. R., Young, D. : **Conception et essai d'un système de commande sous-optimale d'excitation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 3. avril 1987, p. 100

Le travail présente un modèle de système de commande par excitation pour un générateur synchrone où l'on emploie une technique numérique systématique afin de dériver des quantités mesurables de réaction inverse en tant que réactions inverses de commande.

CD 621.313.2-3 :621.313.3

GÉNÉRATEUR
MOTEUR PAS À PAS

Voiculescu, E. : **Générateurs pour la commande des moteurs pas à pas mis en oeuvre à l'aide du circuit β565.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 3, avril 1987, p. 104

On y présente des générateurs pour le démarrage, respectivement le freinage des moteurs pas à pas, mis en oeuvre à l'aide du circuit de calage de la phase β565. Grace au profil d'accélération-décélération utilisé on a obtenu des fréquences de synchronisme supérieures, à charge maximale appliquée à l'arbre du moteur.

CD 231.189.125 :3.159.201

ENTRAÎNEMENT RÉGL ABLE
MUTATEURS À TRIAC

Coita, V., Bălan, S. : **Entraînement réglable de petite puissance à moteur monophasé à courant alternatif à collecteur et mutateur à triac.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 3, avril 1987, p. 112

Dans le travail on analyse quelques types de mutateurs à triac qui peuvent être utilisés aux entraînements électriques réglables de petite puissance tout en permettant l'emploi plus économique de l'énergie électrique. On y présente également les résultats expérimentaux concernant la construction et l'utilisation de ces types de mutateurs.

CD 517 :621.7.082.001.24

MÉTHODE ITÉRATIVE A DIFFÉRENCES FINIES
INSTRUMENT MAGNÉTO-ÉLECTRIQUE

Chivu, M. : **Le calcul numerique du couple actif et de l'angle de déviation permanente de l'instrument magnéto-électrique à aimant mobile.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 3, avril 1987, p. 116

Le travail présente la contribution de l'auteur au calcul du moment du couple actif de l'instrument magnéto-électrique à aimant mobile à l'aide d'une méthode itérative à différences finies en coordonnées polaires.

CD 621.3.011.3 :621.316.1

FONCTIONS DE RÉSEAU
PROGRAMME DE GÉNÉRATION DES FONCTIONS DE RÉSEAU

Iordache, M. et. au. : **Programme de génération des fonctions de réseau et de calcul des sensitivités.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 3, avril 1987, p. 119

Le travail présente un programme original de génération symbolique ou partiellement symbolique de toutes les fonctions de réseau : de l'admittance et l'impédance de transfert (et/ou d'entrée ou de sortie), du facteur de transfert (amplification) en tension. Ce programme permet le calcul des sensitivités de n'importe quelle fonction de réseau par rapport aux paramètres du circuit, pour toute valeur de l'impulsion ω.

CD 64.06 :621.3.016

CONSOMMATIONS D'ÉNERGIE
USAGES DOMESTIQUES

Miron, D. et. au. : **Considérations sur quelques technologies et appareils à consommation reduite d'énergie à usage domestique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 3, avril 1987, p. 124

L'article se réfère à quelques technologies et appareils à consommation réduite d'énergie à usage domestique. À la fois, en y démontre que, tout en s'appuyant sur les résultats obtenus, les solutions élaborées par les auteurs justifient la nécessité d'intensifier les efforts dans ce domaine.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA“ (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice, apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) București. Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

Tiparul :
Întreprinderea Poligrafică „Informația“
București, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 1076

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Electrotehnica nr. 3

CZ 621.315.616

RĂŞINI POLIESTERICE
IRADIERE

Utilizarea radiaţiilor ionizante în tehnologia de obţinere a unor compozite de uz electrotehnic

R. CRAMARIUC, S. JIPA, S. ILIE, C. CAZAC, D. ILIE, T. ROBU, R. SETNESCU, T. SETNESCU, C. RĂDULESCU, C. RĂDULESCU, V. DINOIU*, I. MIHALCEA **

Introducere

Una din direcţiile principale de aplicare tehnologică a iradierii cu radiaţii ionizante o constituie procesele de polimerizare şi copolimerizare. Literatura bogată apărută în acest domeniu analizează aspectele chimice, tehnologice şi economice ale acestor procese [1—18]. Peste 30 de laboratoare de cercetări din institute sau întreprinderi de profil din SUA, Anglia, Franţa, RFG, Japonia, URSS, RPU, RPP şi RDG sînt angajate în rezolvarea teoretică şi mai ales tehnologică a acestei probleme.

Un prim domeniu de utilizare al acestor procese îl reprezintă întărirea radioindusă a lacurilor şi a vopselelor pe suport metalic, lemnos sau din material plastic. Peliculele obţinute au o foarte bună aderenţă, flexibilitate mare, rezistenţă mecanică bună, stabilitate faţă de agenţii chimici, luciu ş.a. Aceeaşi tehnică se foloseşte şi la obţinerea compozitelor lemn-plastic, ceramică-plastic, şi beton-plastic, materialele avînd duritate şi stabilitate dimensională excelentă.

Un alt domeniu de utilizare industrială a iradierii în procesele de polimerizare îl reprezintă obţinerea de piese electroizolante din răşini termorigide armate. Din aceeaşi categorie de aplicaţii se citează şi obţinerea de stratificate flexibile sau rigide, precum şi diferite materiale impregnate cu rol electroizolant.

În general, recepturile utilizate în aceste electrotehnologii au la bază răşini nesaturate [19 — 29].

Lucrarea de faţă a avut ca obiectiv testarea unor răşini poliesterice nesaturate în procesul radiopolimerizării, precum şi realizarea pe această cale a unor compozite laminate şi rulate. S-a urmărit astfel obţinerea unui stratificat flexibil placat cu cupru şi a unui tub destinat siguranţelor fuzibile cu expulsie.

Tehnica experimentală

Au fost testate o serie de răşini poliesterice de uz curent, din clasa NESTRAPOL (N-450, N-220 şi N-485 T), cu componenta monomerică stiren, precum şi răşini realizate în laborator avînd la bază componenta alchidică a răşinii NESTRAPOL, dar cu diferiţi monomeri ca: acidul acrilic, acrilonitrilul, β-fenilacroleina, β-clorstirenul şi metacrilatul de metil.

Reactivitatea acestor răşini în procesul de întărire radioindusă s-a urmărit prin măsurarea gradului de conversie a nesaturării în timpul iradierii, utilizînd tehnica spectrofotometriei în infraroşu. S-a folosit un spectrofotometru SPECORD IR-75, urmărindu-se modificarea intensităţii benzilor de vibraţie de valenţă caracteristice, $\nu(C=C)$, atît pentru monomeri (1 620 ÷ 1 647 cm^{-1}) cît şi pentru oligoester (1 675 cm^{-1}). La unele probe reactivitatea în procesul de întărire s-a urmărit şi prin înregistrarea efectului exoterm în timpul iradierii.

Pentru iradiere s-au folosit atît radiaţii gama de 137 Cs, cît şi electroni accelerati (E = 0,6 MeV; I = 150 μA).

La realizarea compozitelor s-au utilizat răşini poliesterice plastificate în cazul laminatului (placatului cu cupru), respectiv neplastifiate în cazul rulatului (tubului pentru siguranţa fuzibilă). Ca material de armare s-a folosit la primul produs o împîslitură din polietilentereftalat (50 g/m²), iar la cel de al doilea o ţesătură din fibre de sticlă de tip E-010 (100 g/m²). La realizarea placatului s-a utilizat o folie de cupru

* Dr. ing. *R. Cramariuc*, dr. chim. *S. Jipa*, dr. chim. *S. e*, dr. ing. *C. Cazac*, chim. *D. Ilie*, dr. chim. *T. Robu*, m. R. *Setnescu*, chim. *T. Setnescu*, fiz. *C. Rădulescu*, . *C. Rădulescu*, ing. *V. Dinoiu* — Institutul de Cercetare inţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică CPE) Bucureşti.

** Dr. chim. *I. Mihalcea* — Institutul Politehnic — Bucureşti.

cu grosime de 35 μm, din sortul TEWA, cu tratament de săruri de zinc pe una din fețe. Pentru ambele produse doza optimă de iradiere s-a situat în intervalul 6 ÷ 10 MRad.

Caracteristicile fizico-mecanice și electrice ale produselor realizate prin tehnica iradierii au fost determinate conform normelor în vigoare.

Rezultate și discuții

Tabelul 1 prezintă conversia procentuală a nesaturării la doza de iradiere de 3,5 MRad în cazul rășinilor luate în studiu. Așa cum rezultă din aceste date rășina cu monomer de stiren prezintă conversia cea mai ridicată a dublelor legături, deci eficiența cea mai mare în procesul de întărire prin iradiere. În cazul β-clorstirenului conversia nesaturării la doza menționată a fost de ~ 50% din conversia stirenului. Această diferență de comportament se poate explica prin faptul că randamentul radiochimic de formare a radicalilor liberi în β-clorstiren este mai mare decît în stiren, concentrația mare de radicali formați producînd așa numitul „efect de cușcă" prin care radicalii primari se anihilează reciproc. Conversii inferioare stirenului s-au obținut și în cazul celorlalți monomeri folosiți. Din analiza acestor date rezultă că, din punct de vedere structural, reactivitatea rășinii poliesterice la iradiere depinde de tipul nesaturării monomerului, ea scăzînd în ordinea:

vinilică > vinilidenică > vinilenică.

O diferență de reactivitate a fost evidențiată și în cazul rășinilor cu monomer de stiren, din clasa NESTRAPOL, așa cum ilustrează datele prezentate în tabelul 2 și în figura 1. Din aceste date rezultă următoarea ordine de scădere a reactivității la iradiere:

N-450 > N-220 > N-485 T.

Comportarea diferită a acestor rășini la iradiere poate fi explicată prin variația conținutului de stiren și/sau a unor aditivi (inhibitori, plastifianți ș.a.). La concentrații de stiren mai mici de 20% scade viteza de copolimerizare, iar la concentrații mai mari de 40% se manifestă o reducere a eficienței de întărire datorată probabilității mari de recombinare a macroradicalilor, predominînd reacțiile de terminare a lanțului polimeric față de cele de propagare.

Trebuie însă menționat faptul că rășinile poliesterice cu monomer pe bază de stiren sînt cele mai reactive la iradiere cu radiații ionizante. Acest fapt a constituit motivul selectării acestui tip de rășină pentru realizarea materialelor compozite prin tehnica iradierii.

Figura 2 prezintă schema instalației de producere prin tehnica iradierii a stratificatului flexibil placat cu cupru. Se remarcă faptul că în tehnologia de realizare a placatului nu intervin operații de îndepărtare a solvenților, ca în cazul tehnologiei convenționale, termocatalitice, iradierea efectuîndu-se imediat după impregnarea

Tabelul 1

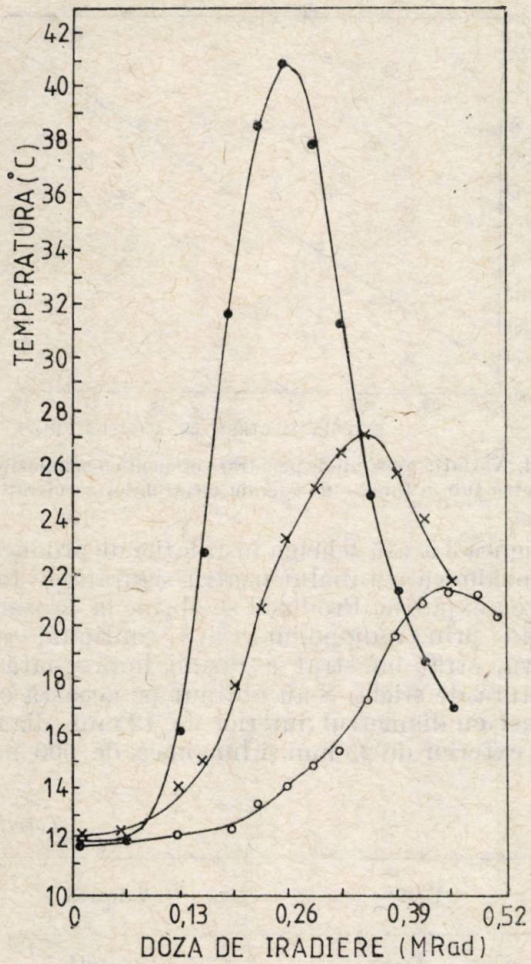
Tip nesaturare oligoester	Tip nesaturare monomer	Monomerul și conversia nesaturării la doza de 3,5 MRad		Reactivitatea rășinii la iradiere
Vinilenică (−CH=CH−)	Vinilică (−CH=CH_2)	Stiren	86%	Mare
		Acid acrilic	65%	
		Acrilonitril	58,5%	
	Vinilidenică (>C=CH_2)	β Clorstiren	47%	Medie
		Metacrilat de metil	42%	
	Vinilenică (−CH=CH−)	β-Fenilacroleină	3%	Mică

Tabelul

Sortul rășinii poliesterice NESTRAPOL	Doza de conversie 50% a nesaturării, MRad	Temperatura maximă a efectului de gelifiere radioindus, °C	Doza de gelifiere, MRad	Duritatea la con. Höppler, kgf/cm²
N-450	0,30	41	0,260	4 936
N-220	0,75	27	0,35ε	5 313
N-485 T	3,00	21,6	0,455	4 646

suportului cu rășină și aplicarea foliei de cupru. Pentru realizarea unor placate cu grosimea de 0,4 mm sînt suficiente fluxuri de electroni cu energia de 0,65 ÷ 0,75 MeV. Se poate constata, de asemenea, că tehnologia cu iradiere înlătură dezavantajele tehnologiei clasice legate de limitarea lungimii produsului, ca urmare a gabaritelor reduse ale cuptoarelor de polimerizare.

Tabelele 3 și 4 prezintă caracteristicile de flexibilitate, precum și cele fizico-mecanice și electrice ale unor probe de stratificat flexibil placat cu cupru, realizate cu două sorturi de rășină pol



g. 1. Variaţia temperaturii probei în timpul procesului de tărire a unor răşini din clasa NESTRAPOL, în funcţie de doza de iradiere: 1 — N-450; 2 N-220; 3 N-485 T.

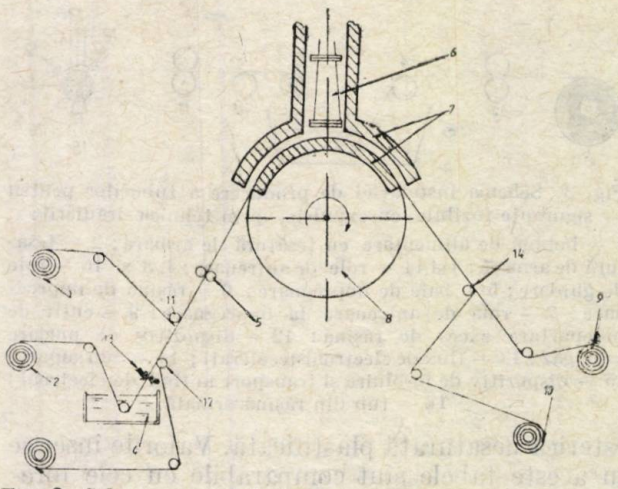


Fig. 2. Schema instalaţiei pentru producerea placatelor flexibile prin tehnica iradierii:

1 — bobină de alimentare cu folie demulantă; 2 — bobină de alimentare cu suport izolant; 3 — bobină de alimentare cu folie de cupru; 4 — baie cu răşină de impregnare; 5 — role de compresie; 6 — accelerator de electroni; 7 — ecrane de protecţie; 8 — cilindru de ghidare; 9 — bobină colectare folie demulantă; 10 — bobină colectare placat flexibil; 11 şi 12 — role; 13 — cuţit de îndepărtare exces de răşină; 14 — rolă pentru demulare.

Tabelul 3

Placatul	Doza de întărire a răşinii plastifiate, MRad	Grosime medie placat, mm	Număr de îndoiri la care se rupe folia de cupru		Forţa de delaminare longitudinală la 180°, N/m
			Longitudinal	Transversal	
P_1	10	0,27	73	4	616
P_2	6	0,24	39	27	450

Tabelul 4

Caracteristica		U/M	Valoarea în cazul placatului	
			P_1	P_2
igiditatea dielectrică		kV/mm	35	42
ezistivitatea de volum		Ω·cm	$1,5 \cdot 101^{13}$	$3 \cdot 10^{13}$
ezistivi'a'ea de suprafaţă		Ω	$4 \cdot 101^{13}$	$6 \cdot 10^{14}$
angenta unghiului de pierderi electrice la 1 MHz şi 20°C	iniţial	—	0,021	0,015
	după 96 ore la 40°C şi 95% u.r.	—	0,030	0,020
nstanta dielectrică la MHz şi 20°C	iniţial	—	1,87	ε,70
	după 96 ore la 40°C şi 95% u.r.	—	1,90	1,80
sorbţia de apă (24 ore la 20°C în apă)		mg/cm²	0,92	0,56
mportarea la lipire cu letconul (270°C)		—	Permite lipirea Contactul îndelungat cu letconul crează puncte mici de delaminare	Permite lipirea. Rezistă la contactul îndelungat cu letconul
mportarea la temperatură (15 min la 190 0°C)		—	Apar puncte de delaminare	Fără modificări

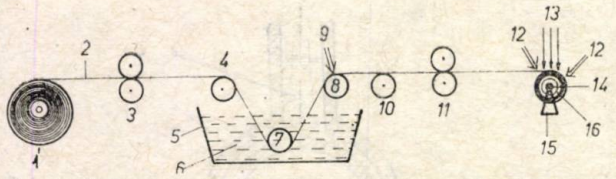


Fig. 3. Schema instalației de producere a tuburilor pentru siguranțe fuzibile cu expulsie, prin tehnica iradierii:
1 — bobină de alimentare cu țesătură de armare; 2 — țesătură de armare; 3 și 11 — role de antrenare; 4, 8 și 10 — role de ghidare; 5 — baie de impregnare; 6 — rășină de impregnare; 7 — rolă de antrenare la impregnare; 9 — cuțit de îndepărtare exces de rășină; 12 — dispozitiv de purjare azot gaz; 13 — flux de electroni accelerați; 14 — tub suport; 15 — dispozitiv de înroluire și transport în flux de electroni; 16 — tub din rășină armată.

esterică nesaturată plastificată. Valorile înscrise în aceste tabele sînt comparabile cu cele înregistrate în cazul unor produse similare, obținute prin tehnologia convențională. Totuși, deosebirile evidențiate în caracteristicile fizico-mecanice și electrice ale produselor obținute cu cele două sorturi de rășină se datoresc conținutului și naturii diferite a plastifiantului utizalit. Trebuie menționat faptul că proprietățile produsului sînt determinate aît de caracteristicile suportului de impregnare și ale rășinii, cît și de fenomenele care au loc la limita de separare a

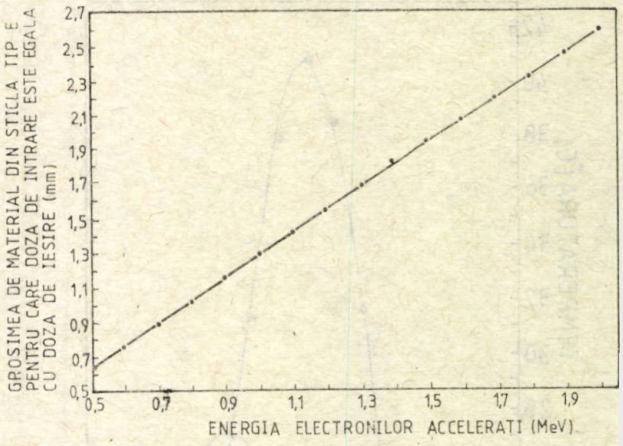


Fig. 4. Variația grosimii de penetrare eficientă a compozitului pentru tub în funcție de energia electronilor accelerați.

Figura 3 arată schema instalației de producer radiochimică a tubului pentru siguranțele fuzi bile cu expulzie. Produsul se obține la grosime dorită prin radiopolimerizare continuă, suc cesivă, strat cu strat a rășinii impregnată î țesătura de sticlă. S-au obținut pe această cal tuburi cu diametrul interior de 12 mm, diame trul exterior de 25 mm și lungimea de 500 mm

Tabelul

Caracteristica		U/M	Valoarea
Rezistivitatea de volum în stare inițială		Ω·cm	$2,3 \cdot 10^{14}$
Rezistivitatea de suprafață în stare inițială		Ω	$1,7 \cdot 10^{13}$
Rezistența de izolație între electrozi		Ω	$1,1 \cdot 10^{14}$
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 1 MHz și 20°C	după 23 ore la 23°C, în apă	—	0,0065
	după 96 ore la 40°C și 95 % u.r	—	0,0125
Constanta dielectrică la 1 MHz și 20°C	după 23 ore la 23°C, în apă	—	2,85
	după 96 ore la 40°C și 95 % u. r	—	2,60
Absorbția de apă		%	0,175

fazelor. Astfel, numărul mare de îndoiri la care se rupe folia de cupru în produsul realizat, comparat cu produsele similare realizate prin cașerare cu folie electroizolantă atît structurii fibroase a suportului, cît și flexibilității deosebite a rășinii. Această îmbunătățire a fost obținută fără a afecta aderența foliei de cupru la suport. De menționat că utilizarea rășinii poliesterice conduce la îmbunătățirea valorilor constantei dielectrice și tangentei unghiului de pierderi față de placatele flexibile cu suport din polietilentereftalat.

Tabelul

Caracteristica	U/M	Valoare
Rezistența mecanică la presiune hidraulică	atm.	800
Rezistența la rupere la încovoiere statică	daN/cm²	3 200
Tensiunea de ținere (în aer, longitudinal) la 50 Hz timp de 1 minut	kV	95

Calculînd densitatea electronică medie de 2,97 · $\cdot 10^{23}$ electroni/g, pentru sortul de sticlă electrotehnică (tip E) și aplicînd metoda Cheek-Linnenbom [30] pentru stabilirea grosimii de material, la care doza de intrare este egală cu doza de ieșire, a rezultat o dependență liniară între energia electronilor accelerați și grosimea de material penetrat eficient (fig. 4).

Caracteristicile fizico-mecanice și electrice ale acestui produs s-au determinat atît pe epruvete sub formă de placă (tabelul 5), cît și pe epruvete prelevate din tub (tabelul 6). În

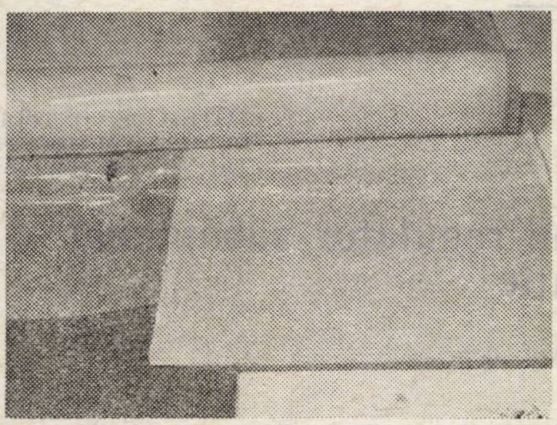


Fig. 5. Folii electroizolante flexibile și rigide produse prin tehnica iradierii

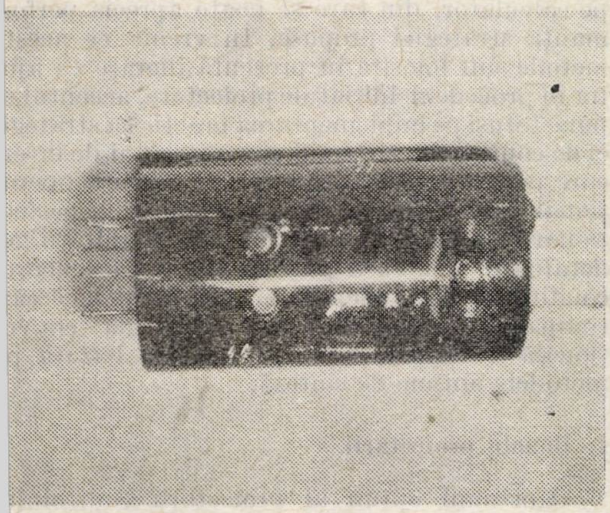


Fig. 6. Circuit electronic încapsulat în rășină poliesterică întărită prin iradiere.

mp ce caracteristicile mecanice sînt comparate cu acelea ale unor produse similare realizate din rășini epoxidice, caracteristicile electrice sînt superioare.

Procedeul de întărire prin iradiere a rășinilor poliesterice nesaturate s-a aplicat cu succes în cazul altor materiale compozite de uz electrotehnic ca de exemplu : folii electroizolante flexibile și rigide (fig. 5), circuite electronice încapsulate (fig. 6), condensatori încapsulați (fig. 7) ș.a. Procedeul poate fi, de asemenea, extins și la alte produse de uz neelectrotehnic

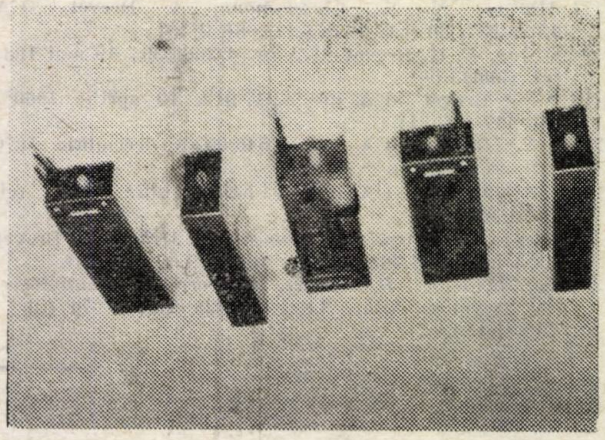


Fig. 7. Condensatori încapsulați în rășină poliesterică întărită prin iradiere.

(conducte rezistente la coroziune, compozite pentru industria aeronautică ș.a.). Ceea ce este comun acestor tehnologii sub aspectul avantajelor, față de alternativele lor clasice, este posibilitatea de a obține produse calitativ omogene, ca urmare a faptului că procesul iradierii este ușor de controlat, caracterul nepoluant al acestora, consumurile reduse de energie și necesitatea unor spații tehnologice mici.

Bibliografie

[1] *Hoffman, A. S.* Electron curing of coatings : present status In : Atomic Energy Rev.1971, p. 347.

[2] *Gaussens, G., Duchemin, J., Blin, M.F., Presson, C.* Peintures, vernis et encres. În : Bull. Inform. Sci. Tech. (Paris), 1972, p. 171.

[3] *Siriaeva, G. V., Raiciuc, F. Z., Tatarenko, O. F.* Primenenie ioniziruiușcego izlucenia dlia polucenia napolnenih sistem În : Jurn. Vsesoiuzn. Him. Obscestv. Im. Mend. vol. **18**, 1973, p. 305.

[4] *Breger, A. H.* Radiaționno-himiceskaia tehnologhiia. Eio zadaci i metodi. Atomizdat, Moskva, 1979, p. 23.

[5] *Miléo, J. C.* Compositions de revêtment réticulables par bombardement électronique. În : Revue de l'Institut Francais du Pétrole. vol. **31**, 1976, p. 665.

[6] *Teodorescu, I. E., Fiti, M.* Iradierea Tehnologică. Ed. Academiei RSR București, 1979, p. 141.

[7] *Meleșevici, A. P.* Dostijenia prikladnoi radiaționnoi himii. Kiev, 1980, p. 11.

[8] *Prane, W. J.* Radition curable adhesives. În : Polymer News vol. **6** 1980, p. 265.

[9] *Hashimoto, K., Saralya, S.* Chemistry of radiation curable inks. În : American Ink Maker, Jan. 1981, p. 20, 21, 24, 26, 49, 50.

[10] *Morganstern, K. H.* Industrial radiation processing. Present status and propsects. În : Radiat. Phys. Chem. vol. **18**, 1981, p. 1.

[11] *Brzostowski, A., Pietrzak, M.* Condițiile optime pentru întărirea prin iradiere a compozițiilor pe bază de rășini poliesterice și epoxidice. În : Radiochem. Radioanal. Letters vol. **54**, 1982, p. 131—146.

[12] *Pietrzak, M., Szaliska, H.* Reducerea contracției și a dozei de întărire la rășinile poliesterice prin adăugarea de oxizi metalici. În : Radiochem. Radioanal. Letters. vol. **23**, 1984, p. 409—411.

[13] * * * Brevet SUA nr. 3. 424.638, 28 ian. 1969.

[14] *Zeppenfeld, G., Kiessing, R., Morgner, L., Weinert, H. H., Woaitschka D., Herte, P.* Brevet Anglia nr. 1.410.261,8 febr. 1973 (cl. C08F2/54).

[15] *Lamb, G.E.R., Prevorsek, D. C., Oswald, H. J.* Brevet SUA nr. 3.719.539 6, martie 1973 (cl. B29c 25/00).

[16] *Garnett, J.L., Rock, J. D.* Brevet Anglia nr. 1.513.922 aprilie 1975 (cl. C08F/2/46).

[17] *Marans, N. S., Gluecksmann, A.* Brevet SUA 3.929.927, 30 dec. 1975 (cl. C08F 2/46).
[18] *Urban, R. C.* Brevet SUA nr. 4.268.339., 19 mai 1981 (cl. B05D3/06).
[19] * * * Brevet SUA nr. 3.247.012, 19 aprilie 1966 (Cl. 117—93.31).
[20] * * * Brevet SUA nr. 3.546.002,8 decembrie 1970 (Cl. C08f1/24).
[21] * * * Brevet SUA nr.3.674.545, 4 iulie 1972 (cl. C08fl/16).
[22] *Kagiya, T., Mitsui, H., Tsuneta, K., Mihara, H.* Brevet SUA nr. 3.857.768, 31 dec. 1974 (Cl. C08d1/00).
[23] *Garralt, P. G., Habermeier, J., Porret, D., Zuppinger, P.* Brevet SUA nr. 3.821.098, 28 iunie 1974 (Cl. C08d1/00).
[24] *Gordon, M. P., Wismer, M., Hahn, E.A.* Brevet SUA nr. 3.785.849 15 ian. 1974 (Cl. 09d3/80).
[25] *Kinstle, J. F.* Brevet SUA nr. 3.929.935, 30 dec. 197 (Cl. C08L33/08).
[26] *Dickie, R. A.*, Cassatta, J. C. Brevet SUA nr. 3.957.918 18 mai 1976 (C1. C08L31/02).
[27] *Robson, J. H., Marcus, E.* Brevet SUA nr. 3.963.771,1 iunie 1976 (C1.C07C101/20).
[28] *Hahn, E.A. Sirkoch, R. J.* Brevet SUA nr. 3.950.592 13 aprilie 1976, C1.B44d1/50).
[29] *St. Clair, D. J., Hansen, D. R.* Brevet SUA nr. 4. 152.23 1 mai 1979 (G1.C08F8/00).
[30] *Cheek, C.H.*, Linnenbom, V.J.N.R.L. Report 5448, 196

CZ 621.396.6 :621.313.2

Proiectarea și încercarea unui regulator suboptimal de excitație

J. R. SMITH*, D. YOUNG**

Rezumat

În lucrare se prezintă un model de sistem de reglare a excitației pentru un generator asincron, în care se folosește o tehnică numerică sistematică pentru obținerea unor cantități măsurabile de reacție inversă ca reacții inverse ale controlului. Lucrarea se bazează pe compararea predeterminării performanțelor ulterioare pe baza încercărilor practice și a tehnicilor de simulare. Fundamentul teoretic al strategiei de proiectare a fost descris într-o lucrare anterioară, prezenta lucrare ocupîndu-se, în principal, de implementarea și încercarea modelului rezultat.

Introducere

Există mai multe studii [1—6] pentru proiectarea controlerului de excitație, în care, pentru unele aspecte ale proiectării controlerelor de excitație și ale sistemelor de guvernare a turbogeneratoarelor, au fost adoptate metodele de comandă optimală a sistemelor de control. În această concisă lucrare, una din aceste metode [6] a fost folosită la dezvoltarea unui model practic pentru controlul excitației unui generator sincron de 85 kVA. Acest generator și sistemul la care este conectat prezintă valori ale parametrilor adecvate sistemelor cu o putere mult mai mare și asigură o instalație de verificare esențială pentru evaluarea controlerului dezvoltat. Lucrările anterioare [1—6] s-a bazat în mare măsură pe metodele de simulai pe calculator, din care se poate aprecia perfo manța strategiei propuse. În vreme ce acest metode sînt folosite în prezenta lucrare ca aju tor în procedeul inițial de proiectare, accentul s pune totuși pe implementarea practică a strateg ei de control din sistemul generatorului de înce care pentru o gamă intreagă de condiții opera ționale Investigarea viza în primul rînd perfe ționarea controlabilității generale a unității g neratoare. Pentru a putea aprecia dacă acest condiții au fost îndeplinite, s-au făcut încercă comparative, utilizînd atît strategia conv țională de control, cît și strategia bazată p metodele optime de sinteză.

1. Bazele proiectării

Algoritmul optim al proiectării controlul [6], care a fost folosit în proiectul de față, es conform modelului obișnuit al strategiilor control cu multivariabile prin aceea că se b zează pe modelul cu bucla deschisă al sistemul și utilizează stările sistemului ca semnale reacție inversă, prin aceasta mutînd anumi valori proprii ale sistemului la poziții pref rate și, în cazul de față, predeterminate. Alg ritmul se bazează pe premisa că, pentru u set dat de amplasări dorite ale valorilor prop se poate obține un indice unic de performan și, prin urmare, se poate obține un factor reacție inversă care să garanteze comportar sistemului conform acestui criteriu. Ca bază proiectării, modelul redus [7, 8] al sistemului

* Profesorul *J. R. Smith* este șeful Departamentului de Electrotehnică al Universității din Aberdeen, Anglia, și redactor șef al revistei Proceedings IEE Seria C.
** Dr. *D. Young* este inginer la GEC Avionics, Anglia.

obține prin liniarizarea ecuațiilor sistemului mașinii sincrone în jurul unui punct de funcționare, considerat, de obicei, a fi cel legat de sarcina nominală. Variabilele reținute, conținute în vectorul de stare, sînt selectate ca fiind cantități măsurabile fizic, cum ar fi tensiunea de ieșire, curentul statoric, curentul de excitație și o variabilă auxiliară care să țină seama de gradul amplificării tiristorului în controlul excitației.

Una dintre condițiile importante ale controlului excitației este menținerea tensiunii sistemului în cadrul unor limite specifice. Reglarea tensiunii poate fi legată de valorile proprii ale sistemului, putîndu-se calcula o distribuție a valorilor proprii, corespunzătoare unei valori dorite pentru reglare. Algoritmul de control este adaptat modelului regulatoarelor de excitație, încorporînd restricția fizică de reglare [9] în algoritmul de proiectare.

2. Proiectarea practică a regulatorului de excitație

Un regulator de excitație, obținut din strategii de proiectare fie convenționale, fie suboptimale, se bazează, în general, pe un model matematic al sistemului liniarizat într-un anumit punct de funcționare. Totuși, cum caracteristicile generatorului variază cu diferitele condiții de funcționare, performanța controlului obținut trebuie evaluată la condiții de funcționare diferite de cele folosite ca bază de proiectare. Alternativ, un control obținut dintr-un model bazat pe funcționarea în sarcină nominală poate fi comparat cu unul obținut dintr-un model bazat pe o condiție diferită de sarcină. În acest fel, se poate evalua scăderea performanței și stabili dacă merită sau nu implementată o schemă adaptivă în care un controler să modifice valorile cantităților de reacție inversă în funcție de condițiile de funcționare.

În următoarea serie tabelată a strategiilor de proiectare, se utilizează simularea sistemului pentru evaluarea răspunsului sistemului la noul model. Aceasta este urmată de o serie de condiții practice de încercare, bazate pe instalațiile de încercare de laborator.

3. Proiectare și simulare

Strategia generală a acestei lucrări se bazează pe ușurarea implementării și, prin urmare, reducerea modelului și variabilele de stare selectate [6] au produs un model pentru generatorul de încercare descris de variabilele de stare: tensiunea de ieșire, curentul statoric și tensiunea de excitație. Tabelul 1 dă coeficienții de reacție inversă pentru modelele derivate din modelul

Tabelul 1

Proiectarea la sarcina nominală	Proiectarea la semisarcină	Proiectarea la sfert de sarcină
Stări de reacție inversă		
V_t 0,299 K_1	0,257 K_1	0,221 K_1
I_S −0,213 K_2	−0,183 K_2	−0,166 K_2
V_f 0,146 K_3	0,109 K_3	0,073 K_3
Modificarea critică a valorii proprii		
Bucla deschisă / Bucla închisă	Bucla deschisă / Bucla închisă	Bucla deschisă / Bucla închisă
−0,757 / −1,36	−0,836 / −1,28	−0,927 / −1,22
Reglarea		
−0,025 %	0,017 %	−0,001 %

redus liniarizat în jurul stării de sarcină de bază, al stării de semisarcină și al stării de sfert de sarcină.

V_t, I_S și V_f sînt legate de tensiunea de ieșire, curentul statoric și respectiv tensiunea de excitație. K_1-K_3 transformă valorile raportate în tensiuni reale, ca mărimi de intrare în controler.

Modelul practic al hardului de prelucrare a semnalelor suplimentare necesar modificării unui controler existent de excitație este prezentat în figura 1. Tensiunea de ieșire și mărimile de reacție inversă ale curentului sînt

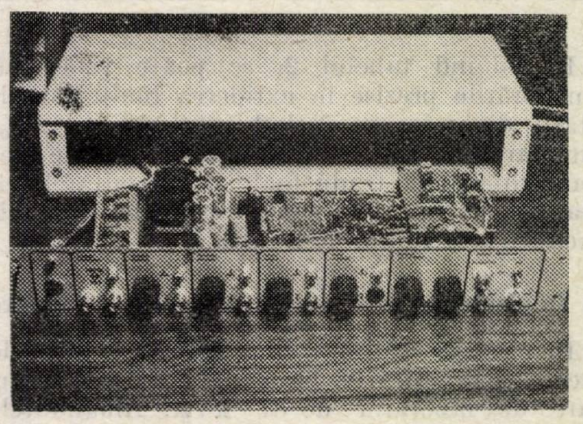


Fig. 1

obținute dintr-un traductor de tensiune, respectiv de curent. Ambele sînt prelucrate printr-un dresor perfect, iar apoi, prin atenuatori, fixați la valorile corespunzătoare de amplificare. Semnalul tensiunii cîmpului este izolat de sursa principală și atenuat în mod similar la celelalte semnale. O diagramă schematică a dispunerii este prezentată în figura 2.

După obținerea proporțiilor de reacție inversă pentru proiectarea unui regulator, s-a efectuat o simulare în domeniul-timp a întregului sistem pentru a obține o evaluare a capacității

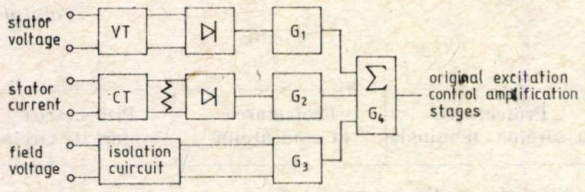


Fig. 2

controlului de a extinde limita stabilității dinamice. Metoda folosită a presupus aplicarea reducerilor pasului de cursă în tensiunile rețelei cu 5%, urmată de reduceri ale pasului cu 1%; răspunsul stabilit a fost examinat ca început al instabilității. Rezultatele simulării pentru cele trei modele descrise mai sus sînt date în tabelul 2.

Tabelul 2

Limitele de stabilitate (grade)						
Puterea raportată	Control convențional	Control suboptimal	Control convențional	Control convențional	Control convențional	Control suboptimal
	Modelul 1		Modelul 2		Modelul 3	
0,2	91	129	91	122	91	110
0,4	92	123	92	117	92	110
0,8	92	116	92	113	92	109

Examinînd tabelul 2, se poate vedea că ameliorările prezise în extiderea limitei stabilității dinamice se întind între 18 și 42 %. Simularea nu a ținut seama de întîrzierile inerente diferitelor traductoare, iar rezultatele ca atare pot reprezenta evaluarea optimistă a eficacității strategiilor de control.

4. Implementarea practică a modelului de reglare

În această secțiune sînt descrise o serie de încercări practice pe baza instalației de încercare de laborator de 87 kVA. Amănuntele privind instalația de încercare sînt date în anexa 1, împreună cu o listă cuprinzătoare de date privind sistemul cuprinzînd regulatorul convențional. Datorită gamei largi a unghiului de sarcină, făcută posibilă prin implementarea controlului suboptimal, puterea totală reală generată a fost limitată astfel încît să nu depășească valorile nominale ale generatorului dincolo de limitele rezonabile. Tabelul 3 ilustrează rezultatele acestor încercări pentru modelele regulatorului de excitație pe baza condițiilor de funcționare la sarcină nominală.

Din rezultatele din tabelului 3 rezultă extinderea limitei de stabilitate. Totuși, rezultatele

Tabelul 3

Puterea generată raportală	Limita de stabilitate (grade)		Procentul de ameliorare
	Control convențional	Control suboptimal	
0,29	105	125	19
0,34	102	120	19
0,4	100	116	16
0,46	98	108	10

simulate prezic o ameliorare mai mare aproximată (de circa 26 % față de o valoare de încercare de circa 16 %). Acest lucru poate fi, în mod clar, pus pe seama întîrzierilor disponibilității semnalelor de reacție inversă, în mod tipic în jur de 5 ms pentru tensiunea de ieșire și curentul statoric. Cu toate acestea, eroarea, așteptată nu prejudiciază procesul de simulare întrucît nu s-a făcut nici o specificare ca aceste efecte să fie incluse la etapa predictivă. Ameliorarea indicată a fost realizată economicos, singura abatere a hardului de la controlul original convențional de excitare, care includea un excitator rotativ de curent continuu, fiind includerea și admiterea semnalelor de reacție inversă. În tabelul 3 nu sînt prezentate doar rezultatele modelului 1. Rezultatele relative la alte modele au prezentat o descreștere procentuală similară ca performanță, iar din seria cuprinzătoare de încercări efectuate, se consideră că ameliorarea procentuală permisă de modelul 3 nu este suficientă pentru a mai fi analizată în cele ce urmează.

5. Concluzii

Rezultatele obținute din încercare și simulare ilustrează scara de ameliorare posibilă prin îmbunătățirea unui control convențional de excitație prin implementarea unei strategii suboptimale de proiectare. Intercorelarea rezultatelor obținute din încercări practice și simulare tind să confirme valoarea folosirii metodelor de simulare în evaluarea răspunsului unui anume model dacă, în interpretarea rezultatelor, se ține seama de toți factorii ce afectează răspunsul. Alte combinații ale semnalelor de reacție inversă sînt posibile și, deși unghiul de sarcină nu este un semnal favorizat în practica generală, acesta poate fi obținut direct din algoritmul de proiectare și promite să dea rezultate bune cînd este implementat pe sistemul generator de încercare.

Autorii doresc să mulțumească pentru ajutorul primit lui B. Aranyos de la GEC Power Engineering Ltd., precum și lui P. Rush de la NEI Parsons pentru sprijinul și sfaturile date. Ar mai dori să mulțumească ș

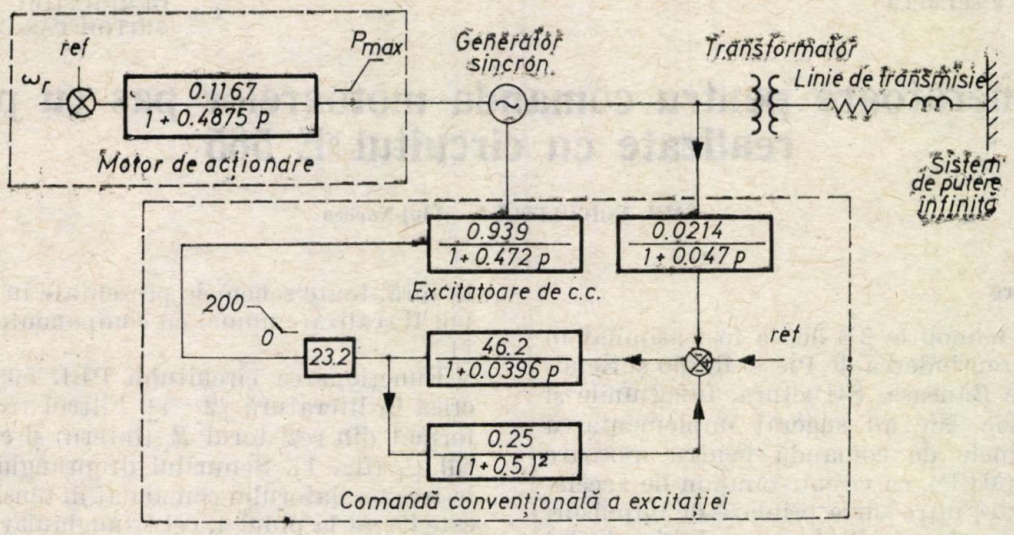


Fig. 3

Tabelul 4

dr. R. Whitelaw de la GEC Power Engineering Ltd., pentru că le-a pus la dispoziție echipamentul de încercare cu răspuns în frecvență pentru evaluarea parametrilor generatorului.

$x_d = 1{,}758$	$x'_d = 0{,}197$	$x''_d = 0{,}106$	
$x_q = 0{,}99$	$x'_q = 0{,}153$		
$T'_d = 0{,}235$ s	$T''_d = 0{,}042$ s	$T'_{d0} = 2{,}095$ s	$T''_{d0} = 0{,}078$ s
$T''_q = 0{,}037$ s	$T''_{q0} = 0{,}242$ s		
$r_a = 0{,}0145$	$r_f = 0{,}00268$	$r_{kd} = 0{,}00422$	$r_{kq} = 0{,}0126$
Constanta de inerție		$M = 1{,}434$ s	
Rezistența transformatorului		0,0363 u.r.	
Reactanța transformatorului		0,0838 u.r.	

Anexa 1

Principalele date ale sistemului

Figura 3 ilustrează configurația generală a instalației de încercare și cuprinde date privind reprezentarea primului dispozitiv de antrenare a acționării electrice și controlerul convențional de excitație. Alte date privind sistemul sînt date după cum urmează.

Parametrii electrici

Generatorul : generator sincron trifazat, conectat în stea, de 87,5 kVA și 415 V.

Bibliografie

[1] *Davison, E. J* și *Rau, N. S.* Controlul optim de reacție inversă la ieșire al unei mașini sincrone. În: Traus. IEEE, 1971, PAS 90, pp. 223—232.

[2] *Anderson, J. H.* Controlul unei mașini sincrone folosind teoria controlului optim. În : Proc. Inst. Elec. Electron. Eng., 1971, 59, pp. 25—35.

[3] *Yu, Y. N.* și *Siggers, C.* Stabilizarea și semnalele de control optim ale unui sistem de putere În : Trans. IEEE, 1971, PAS-90, pp. 1469—1480.

[4] *Iyer, S. N.* și *Cory, B. J.* Controlul optim al unei unități de turbogenerator cuprinzînd un excitator și un dispozitiv de dirijare. În : Trans. IEEE, 1971, PAS-90, pp. 2142—2149.

[5] *Humpage, W.D., Smith, J. R.* și *Rogers, G. J.* Aplicarea optimizării dinamice la regulatoarele cu excitație ale generatorului sincrone. În : Proc. IEEE, Vol. **120** (1), 1973, pp. 87—93.

[6] *Smith, J. R., Stringfellow, D. C.* și *Rogers, G. J.* Metoda de proiectare cu regulator suboptimal pentru o mai bună stabilitate a sistemului. În : Proc. IEEE, Voi. **124** (9), 1977, pp. 814—816.

[7] *Rogers, G. J.* și *Smith, J. R.* Modelele matematice ale mașinilor electrice sincrone. În : Int. J. Num. Math. Engg., Vol. **6**, 1973, pp. 459—466.

[8] *Smith, J. R.* și *Stringfellow, D. C.* Determinarea numerică a modelelor mașinilor sincrone lineare de ordin redus. În : Compt. and Elec. Engg., Vol. **4**, 1977, pp. 323—330.

[9] *Smith, J. R.* și *Stringfellow, D. C.* Determinarea numerică a unui indice de performanță pentru un răspuns ameliorat al sistemului. În : Proc. IEEE, Vol. **125** (7), 1970, pp. 698—700.

CZ 621.313.2—8:621.313.3

GENERATOR
MOTOR PAS CU PAS

Generatoare pentru comanda motoarelor pas cu pas realizate cu circuitul βE 565

EMIL VOICULESCU * — Cluj-Napoca

Introducere

Circuitul monolitic βE 565 a fost asimilat în 1979 de Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare Băneasa. Structura, funcțiunile și performanțele sale au sugerat implementarea sa în schemele de comandă pentru motoare pas cu pas (MPP), ca circuit-tampon de accelerare/decelerare între sursa primară de impulsuri și motorul pas cu pas. Performanțele circuitului de calare a fazei βE 565 îl situează în categoria circuitelor integrate de precizie. Fiind fabricat în țară, toate schemele prezentate în continuare pot fi realizate numai cu componente românești [1].

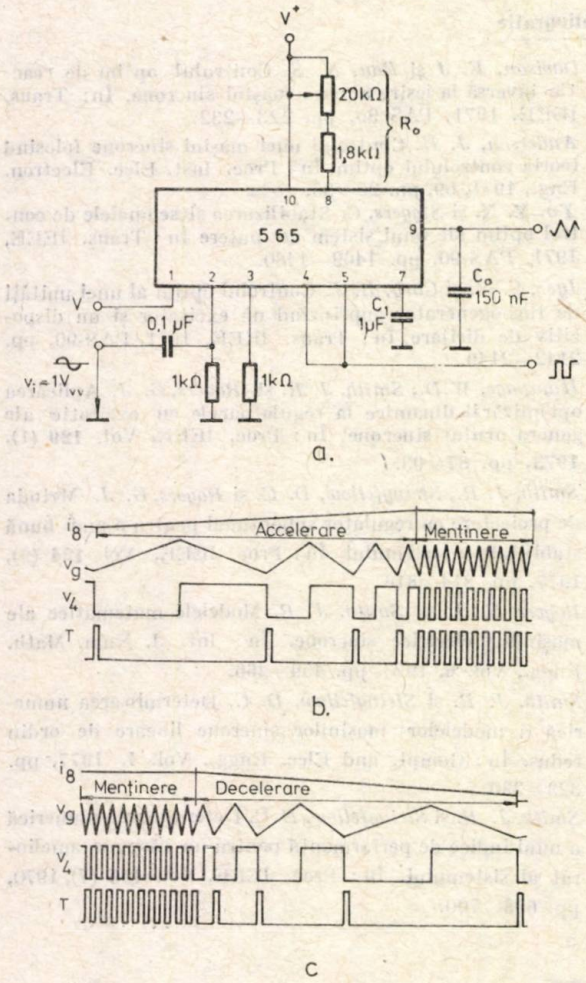


Fig. 1. Generator de tact realizat cu circuitul 565 (a) și formele de undă la terminalele sale (b—c); i_2 — rampa de comandă; v_9, v_4 — semnalele de la ieșirile VCO; T — tactul.

Funcționarea circuitului PLL 565 este descrisă în literatură [2—4]. Filtrul trece-jos este format din rezistorul R_1 (intern) și condensatorul C_1 (fig. 1). Semnalul dreptunghiular de la ieșirea oscilatorului comandat în tensiune (VCO) este livrat la pinul 4, cel triunghiular la pinul 9.

Frecvența de oscilație liberă:

$$f_0 \simeq \frac{1}{3{,}7\ R_0\ C_0} \simeq \frac{0{,}27}{R_0\ C_0}\ [\mathrm{Hz}]. \qquad (1)$$

Programarea frecvenței de oscilație liberă se poate face prin rezistorul R_0, condensatorul C_0, printr-o tensiune sau un curent. Rezistența R_0 se alege în domeniul 2 kΩ—20 kΩ. Cînd R_0 este înlocuită cu un generator de curent:

$$f_0 = \frac{I_0}{2C_0\ (V_{9H} - V_{9L})} \simeq \frac{2{,}35\ I_0}{C_0\ V_{cc}}, \qquad (2)$$

în care I_0 este valoarea curentului livrat de generator. Domeniul de reglaj al frecvenței, cu același condensator, depășește 1:10. Aceasta permite utilizarea circuitului ca oscilator de tact pentru MPP. Gama frecvențelor de intrare este 0,001 Hz — 500 kHz; frecvența maximă a oscilatorului comandat în tensiune $f_0 \leqslant 500$ kHz. Această valoare permite utilizarea circuitului ca generator de tact pentru comanda motoarelor pas cu pas [5, 6,], fiindcă depășește frecvența maximă de sincronism a oricărui motor.

La terminalul 9 al circuitului apare semnalul triunghiular cu amplitudinea 2...3 V vîrf la vîrf. La terminalul 4 este livrat semnalul dreptunghiular de la ieșirea VCO. Amplitudinea sa este 4,7...5,9 V vîrf la vîrf. Pentru generarea impulsurilor de tact ale MPP, impulsurile de la ieșirea 4 trebuie formate ca în figura 1b—c (T), cu un monostabil.

Se notează cu $\tau_1 = R_1C_1$ constanta de timp a filtrului trece jos, în care rezistența $R_1 = 3{,}6$ kΩ este integrată. Cîștigul de c.c. al buclei de reacție:

$$K_A = 36\ \frac{f_0}{V_{cc}}\ [s^{-1}]. \qquad (3)$$

* Asist. ing. *Voiculescu, E.* — Fac. de Electrotehnică, Institutul Politehnic Cluj-Napoca.

Frecvența naturală a buclei :

$$f_n = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{K_A}{\tau_1}}\ [\text{Hz}]. \qquad (4)$$

Banda de urmărire :

$$B_u = 16\,\frac{f_0}{V_{CC}}\ [\text{Hz}]. \qquad (5)$$

Banda de captură :

$$B_c = 2\sqrt{2}\,f_n = \frac{1}{\pi}\sqrt{\frac{2K_A}{\tau_1}}. \qquad (6)$$

1. Posibilități de utilizare ale circuitului PLL 565

În majoritatea aplicațiilor sursele primare de impulsuri — generatoare standard, echipamente de comandă numerică sau echipamente numerice pilotate cu calculatoare — livrează trenuri de impulsuri de frecvență fixă, eventual frecvența maximă de mers a motoarelor pas cu pas pe care le comandă [7—14].

Modularea acestor impulsuri cu profilul accelerare/decelerare optim, cade în sarcina unui circuit tampon („ramper"). Unele aplicații permit ignorarea plusului de impulsuri de tact (teste și măsurători la faricant și la utilizator), aplicațiile de poziționare, însă, impun executarea numărului de pași prescris de echipamentul de comandă numerică.

În anumite echipamente de comandă [10, 11] profilul de accelerare-decelerare impus de caracteristicile grupului convertor-sarcină este sintetizat din segmente de dreaptă. Numărul de drepte (3...10) este determinat de precizia cu care trebuie aproximat profilul ales : parabolă, exponențială concavă sau convexă etc.

2. Generator de tact comandat manual, realizat cu circuit 565

Schema generatorului este dată în figura 1. Funcționarea circuitului este următoarea : prin acționarea potențiometrului se modifică timpii de încărcare-descărcare ai condensatorului C_0, adică frecveța de ieșire :

$$f_0 = \frac{1}{3{,}7\ R_0\ C_0} = \frac{1}{3{,}7(1{,}8\ldots 21{,}8)\,10^3\cdot 150\cdot 10^{-9}} \approx \qquad (7)$$

$$\approx 83\ \text{Hz}\ldots 1\text{kHz}.$$

Calarea fazei este opțională. Dacă este dorită are loc în domeniul frecvențelor înalte, din această cauză banda de captură, respectiv banda de urmărire, se calculează pentru f_{0Max}.

$$\tau_1 = R_1 C_1 = 3{,}6\cdot 10^3\cdot 1\cdot 10^{-6} = 3{,}6\ \text{ms}, \qquad (8)$$

$$B_u = 16\,\frac{f_{0Max}}{V_{CC}} = 16\,\frac{1000}{24} \simeq 667\ \text{Hz}, \qquad (9)$$

$$K_A = 36\,\frac{f_{0Max}}{V_{CC}} = 36\,\frac{1000}{24} = 15000\ \text{s}^{-1}, \qquad (10)$$

$$f_n = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{K_A}{\tau_1}} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1500}{3{,}6\cdot 10^{-3}}} \simeq 103\ \text{Hz}, \qquad (11)$$

$$B_c = 2\sqrt{2}\,f_n \simeq 291\ \text{Hz}. \qquad (12)$$

Valorile calculate au fost măsurate. S-a mai obținut

$$I_8 = 0{,}11\ldots 1{,}3\ \text{mA}. \qquad (13)$$

3. Generator de tact modulat cu rampă liniară, pentru accelerarea MPP

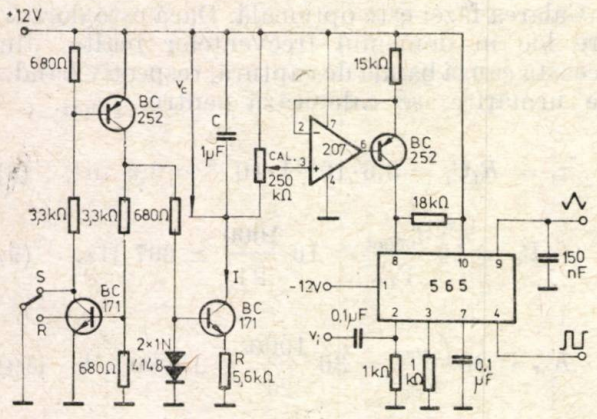
Schema din figura 2 permite accelerarea motoarelor pas cu pas, cu un profil frecvență/timp liniar.

În regim de așteptare, rezistența $R_0 = 18\ \text{k}\Omega$, permite închiderea buclei de fază și la ieșire rezultă o frecvență determinată de curentul I_0, scurs prin R_0 :

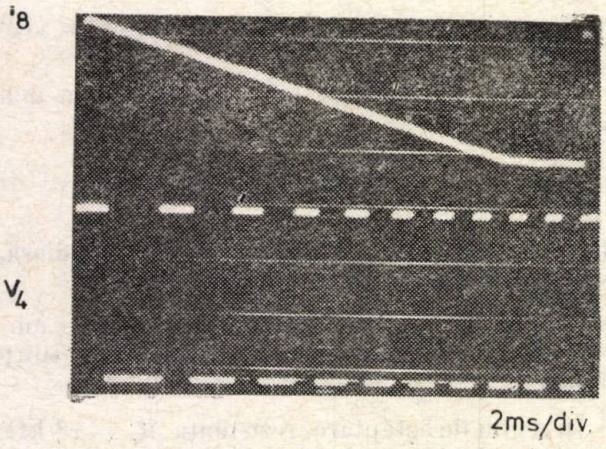
$$f_{STRAT} \simeq \frac{2{,}35\ I_0}{C_0\ V_{CC}} \simeq \frac{2{,}35\cdot 0{,}2\cdot 10^{-3}}{0{,}1\cdot 10^{-6}\cdot 24} \simeq 200\ \text{Hz}. \qquad (14)$$

Ideea schemei se bazează pe o proprietate importantă a circuitului PLL [2] : dacă rezistența R_0, dintre terminalul 8 și $V^+ = 12\text{V}$, este înlocuită cu un generator de curent, circuitul se comportă ca și cum bucla de reacție ar fi efectiv întreruptă. Într-adevăr, tensiunea v_7 de pe condensatorul FTJ, nu poate comanda i_8, din moment ce acesta este comandat extern, și legătura ieșire-intrare este desființată. Frecvența semnalelor de ieșire v_4, respectiv v_9 este deci programabilă extern, și nu poate fi influențată de frecvența semnalului v_i aplicat la intrarea circuitului PLL.

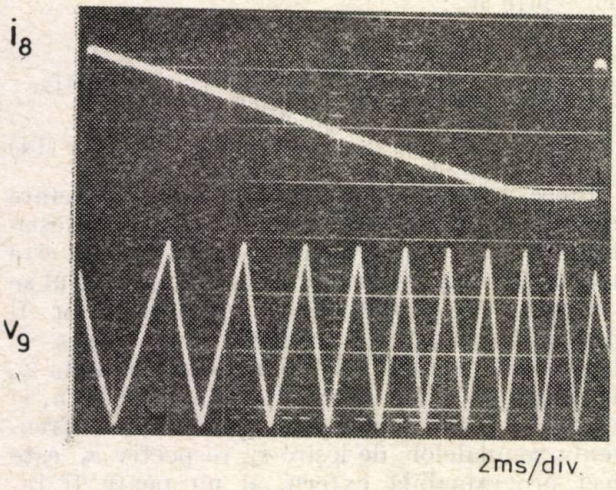
Funcționarea circuitului este următoarea : în regim de așteptare, bistabilul RS, compus din tranzistoarele BC171—BC252, este în starea cu ambele tranzistoare blocate (a fost resetat). Generatorul de curent constant, realizat cu tranzistorul BC 171, este blocat.



a.



b.



c.

Fig.2. Generator pentru accelerarea cu rampă liniară a motoarelor pas cu pas: a — schema electrică; b,c — profilul de accelerare și formele de undă la ieșirile VCO; frecvența de start $f_1 \approx 250$ imp/s; frecvența finală $f_2 \approx 850$ imp/s.

La bascularea comutatorului de la intrare în poziția SET, bistabilul BC171—BC252 comută; în starea cu tranzistoarele deschise, saturate; are loc și deschiderea generatorului de curent constant care încarcă condensatorul C. Tensiunea la bornele condensatorului:

$$v_C = \frac{1}{C}\int_0^t I dt = \frac{I}{C}t, \tag{15}$$

este liniar variabilă.

Notînd cu p raportul de divizare al potențiometrului de calibrare, se poate scrie curentul injectat în pinul 8 al circuitului PLL:

$$i_8 = p\frac{V_C}{R_E} = p\frac{I}{R_E C}t, \tag{16}$$

care reprezintă o lege de variație liniară.

Această lege de variație este imprimată și frecvenței de ieșire, care este dată de relația:

$$f \simeq \frac{2{,}38\ i_8}{C_0\ V_{cc}} \simeq ct.t. \tag{17}$$

Cînd tensiunea de pe condensator atinge valoarea $V_{CMax} \lesssim V^+$, procesul se încheie. Cînd comutatorul de la intrare basculează în poziția RESET, condensatorul C se descarcă lent prin potențiometrul de calibrare. Pentru ca la încheierea accelerării semnalul de ieșire să se caleze pe cel de intrare, sînt necesare circuite suplimentare.

Calculul elementelor. Fie t_1 durata accelerării:

$$\frac{I}{C}t_1 = V_{CMax} \simeq 11\ \text{V}. \tag{18}$$

Curentul constant I este:

$$I = \frac{v_D}{R} \simeq \frac{0{,}65}{R}, \tag{19}$$

Rezultă:

$$t_1 = \frac{CV_{CMax}}{I} \simeq RC\frac{V_{CMax}}{0{,}65}, \tag{20}$$

$$R \simeq \frac{0{,}65\ t_1}{CV_{CMax}}. \tag{21}$$

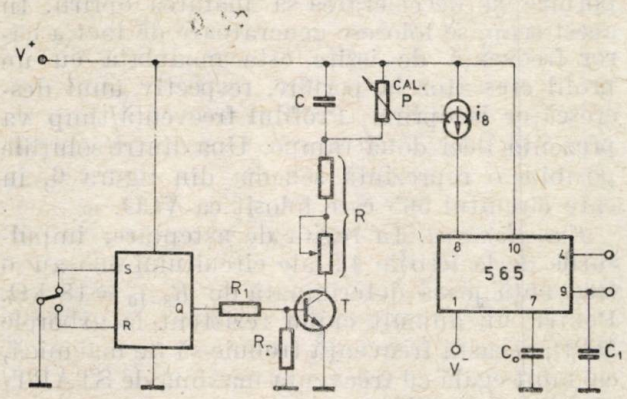
Pentru $t_1 = 0{,}1$ s și $C = 1$ μF se obține:

$$R \simeq \frac{0{,}65 \cdot 0{,}1}{1.10^{-1} \cdot 11} \simeq 5{,}6\ \text{kΩ}. \tag{22}$$

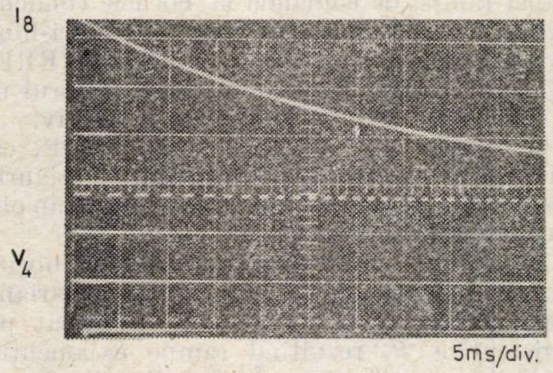
Comportamentul descris este prezentat în oscilogramele din figura 2.

4. Generator de tact, modulat cu rampă exponențială pentru accelerarea MPP

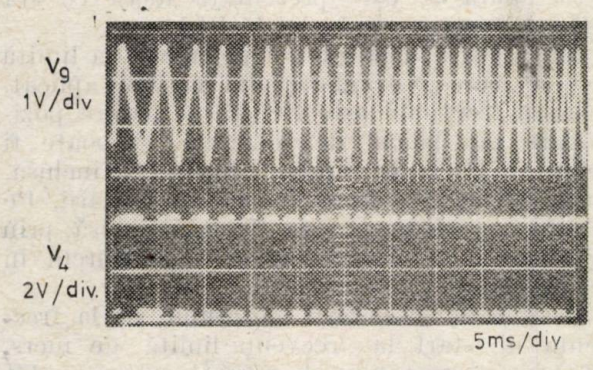
Schema din figura 3 permite accelerarea motoarelor pas cu pas, cu un profil frecvență/timp exponențial. Panta rampei exponențiale este ajustabilă din rezistența R.



a



b.



c.

Fig. 3. Generator pentru accelerarea cu rampă exponențială a motoarelor pas cu pas: a — schema-bloc desfășurată; b,c — profilul de accelerare și formele de undă la ieșirile VCO. Frecvența de start $f_1 \approx 200$ imp/s; frecvența finală $f_2 \approx 700$ imp/s.

În multe aplicații acest profil conduce la timpi de lansare mai scurți decît în cazul lansării cu rampă liniară, datorită particularității că la frecvențe joase rata de accelerare este mare, iar la frecvențe înalte, unde cuplul este sensibil redus, rata de accelerare este mică.

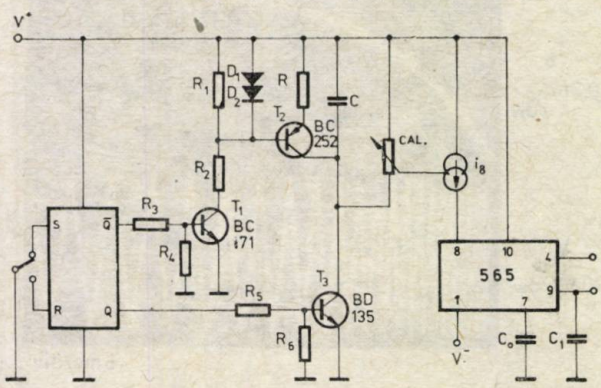
Funcționarea circuitului rezultă din oscilogramele prezentate în figura 3.

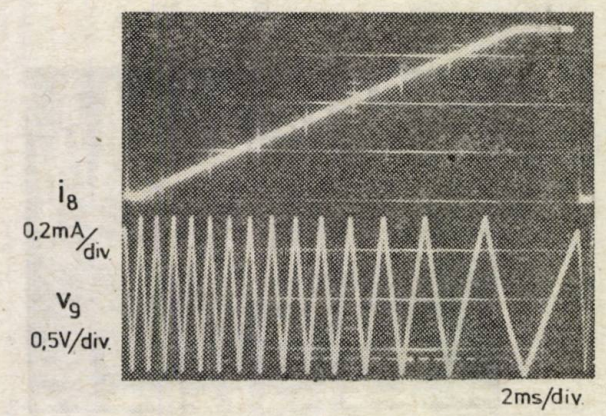
5. Generatoare de tact pentru decelerarea MPP

Pe durata accelerării/decelerării MPP, bucla de fază a circuitului PLL βE 565 este virtual întreruptă și oscilatoarele de tact realizate cu acest circuit funcționează ca și convertoare tensiune/frecvență de precizie. Circuitul 565 devine atunci convertor curent/frecvență, prezentînd o neliniaritate a răspunsului sub 0,5%.

Acest mod de utilizare a circuitului permite modularea frecvenței de ieșire cu orice profil de tensiune, cu condiția ca i_8 să se înscrie în domeniul de variație recomandat de catalog. Aducerea sa în acest domeniu este realizabilă în fiecare dintre topologiile date, prin comanda CALIBRARE.

Schema din figura 4 permite decelerarea motoarelor pas cu pas, cu un profil frecvență/timp

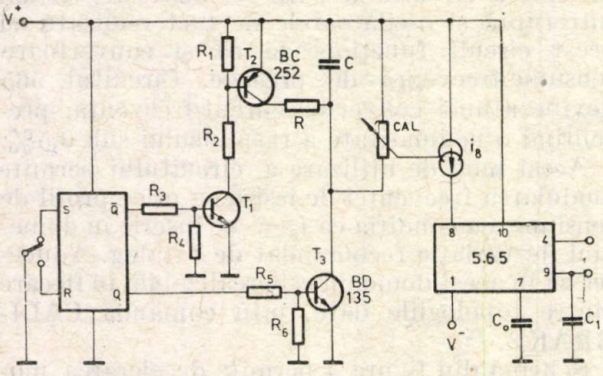


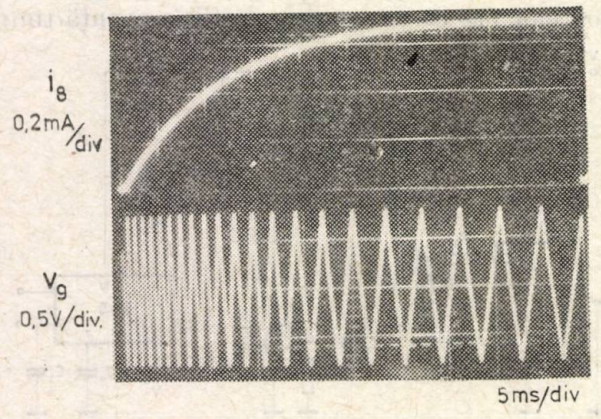


b.

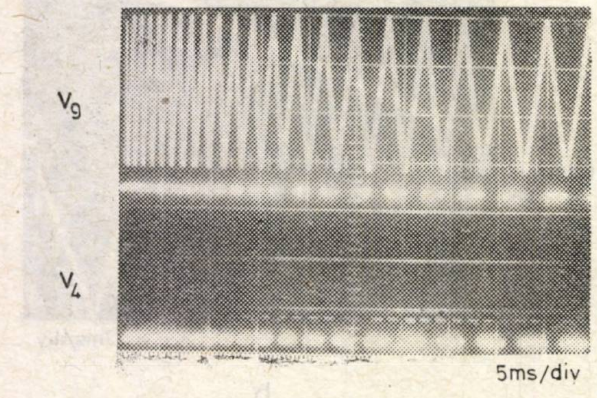
Fig. 4. Generator pentru decelerarea cu rampă liniară a motoarelor pas cu pas: a — schema-bloc desfășurată; b — profilul de accelerare și semnalul la pinul 9 al VCO. Frecvența inițială $f_2 = 1\,250$ imp/s; frecvența finală $f_3 \approx \approx 250$ imp/s.

liniar. În regim de așteptare, bistabilul este în starea $Q = H, \bar{Q} = L$ (a fost resetat). Condensatorul C este încărcat la o tensiune apropiată de V^+. La comanda SET, bistabilul basculează blocînd tranzistorul BD135 și deschizînd generatorul de curent constant realizat cu tranzistorul BC 252. Tensiunea la bornele condensatorului scade liniar, generînd o rampă liniară de curent în pinul 8 al circuitului PLL. În acest fel frecvența de ieșire este modulată cu un profil de decelerare liniar, ca în oscilograma dată în figura 4 b.





b.



c.

Fig. 5. Generator pentru decelerarea cu rampă exponențială a motoarelor pas cu pas: a — schema-bloc desfășurată; b,c — profilul de decelerare și formele de undă la ieșirile VCO. Frecvența inițială $f_2 \approx 1\,200$ imp/s; frecvența finală $f_3 \approx 200$ imp/s.

Schema din figura 5 permite realizarea unui profil de decelerare exponențial, scăzător cu constanta de timp RC.

Această alură este prezentată în oscilogramele din figurile 5b și 5c.

6. Generatoare de tact dublă rampă pentru comanda MPP

Aplicațiile de poziționare cu motoare pas cu pas impun accelerarea rapidă a motorului la pornire și deccelerarea sa înaintea opririi. În acest scop, se folosesc generatoare de tact a căror frecvență de ieșire este modulată cu un profil crescător la pornire, respectiv unul descrescător la oprire. Profilul frecvență/timp va prezenta deci două rampe. Una dintre soluțiile posibile o reprezintă schema din figura 6, în care circuitul 565 este folosit ca VCO.

Funcționarea. În regim de așteptare, impulsurile de la ieșirile 4,9 ale circuitului 565 au o frecvență joasă determinată de $R_{8-10} = 18$ kΩ. Pentru un anumit cuplu rezistent la arborele MPP, această frecvență trebuie să fie mai mică, cel mult egală cu frecvența maximă de START/STOP a motorului respectiv.

La comanda START, bistabilul compus din tranzistoarele complementare basculează, deschizînd generatorul de curent și asigurînd prima rampă de comandă la bornele condensatorului de 1 μF. La atingerea frecvenței-limită de mers, este închis contactul MENȚINERE și frecvența rămîne constantă, condensatorul memorînd tensiunea din momentul respectiv.

La oprire, este dată comanda STOP, care face să basculeze al doilea bistabil, asigurînd descărcarea liniară a condensatorului. S-au obținut astfel oscilogramele din figura 7.

Un comportament asemănător a fost obținut cu circuitul din figura 8. În această variantă, condensatorul este încărcat și descărcat prin rezistențele R, rezultînd rampe exponențiale egale, la pornire-oprire. În figurile 8b, 8c sînt date oscilogramele obținute cu acest circuit.

În figura 9, este prezentată ideea ce stă la baza funcționării în buclă PLL.

Bucla PLL se acordează pe frecvența-limită de mers, corespunzînd cuplului rezistent aplicat. Această frecvență este livrată la fiecare poziționare din blocul de comandă, și poate fi prinsă de buclă de îndată ce bucla este închisă. Bucla se închide după încheierea lansării. Pe durata lansării bucla este virtual deschisă, prin aplicarea unei rampe controlate de curent în terminalul 8.

Pe durata accelerării motorului, de la frecvența de start la frecvența-limită de mers, VCO-ul este comandat de generatorul comandat de curent și, din acest motiv, circuitul nu este sensibil la semnalul aplicat la intrare. Trazistorul de ieșire T_2, din generatorul rampei de curent, este blocat prin tranzistorul T_1 cînd semnalul de ieșire se calează pe cel de intrare,

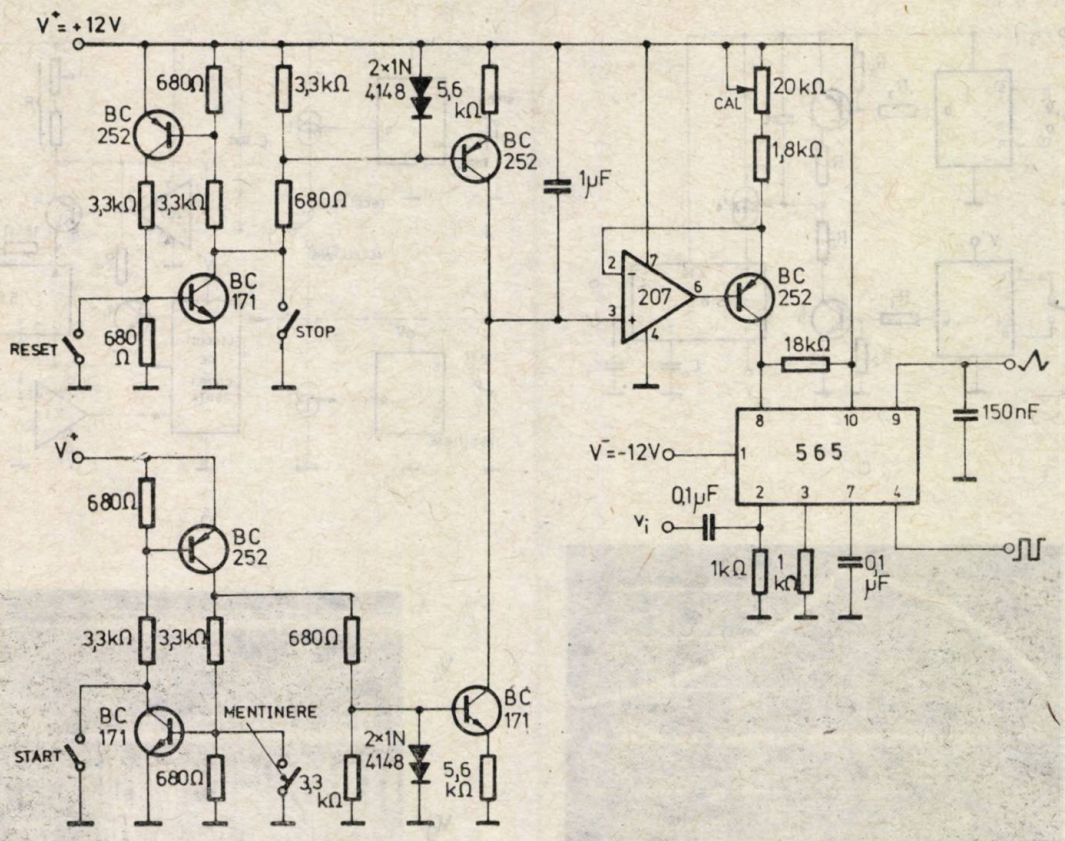


Fig. 6. Generator de tact modulat în frecvență cu un profil accelerare-menținere-decelerare liniar. Schema electrică.

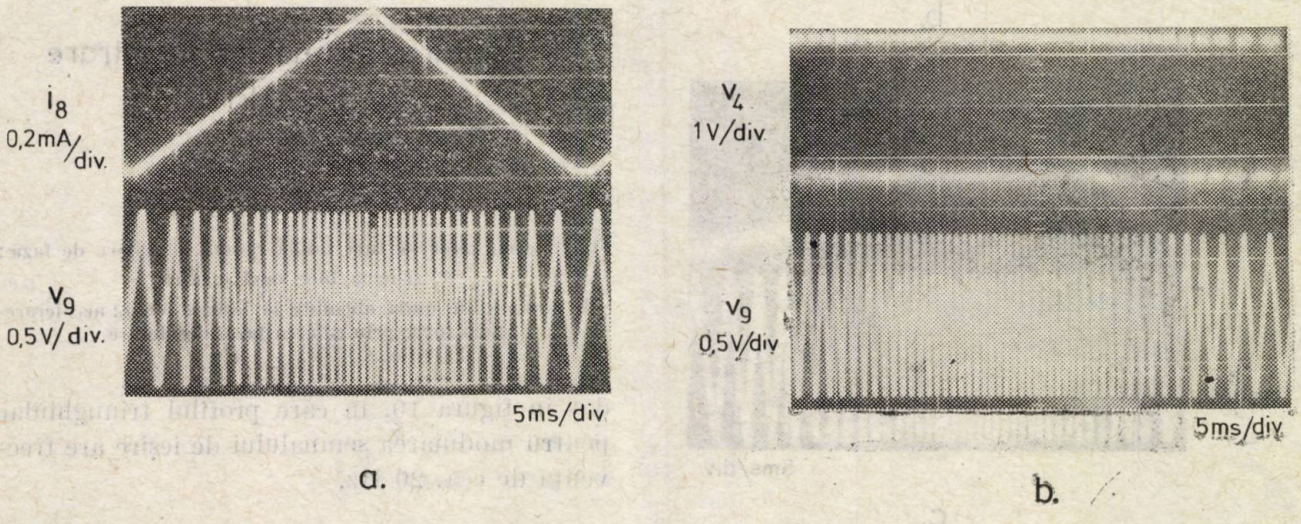
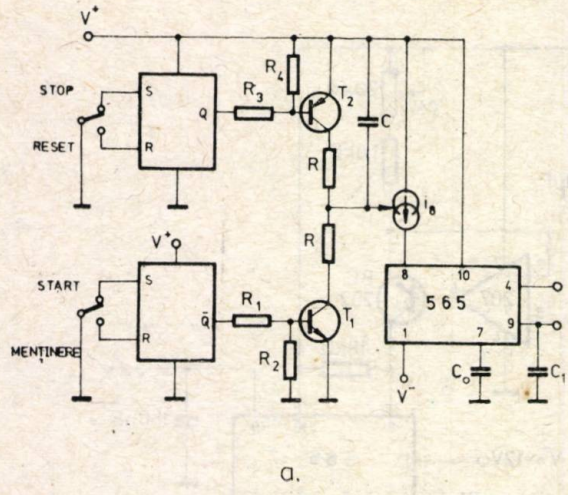


Fig. 7. Semnale obținute cu circuitul din figura 6: a — tren scurt de impulsuri pentru accelerare-decelerare: profilul de comandă și forma de undă la pinul 9 al VCO. Frecvența de start/stop $f_1 \approx 200$ imp/s; frecvența maximă $f_2 = 1\,000$ imp/s; b — accelerare-menținere-decelerare: formele de undă la ieșirile VCO. Frecvența de start/stop $f_1 \approx 500$ imp/s; frecvența maximă $f_2 \approx 1\,400$ imp/s.

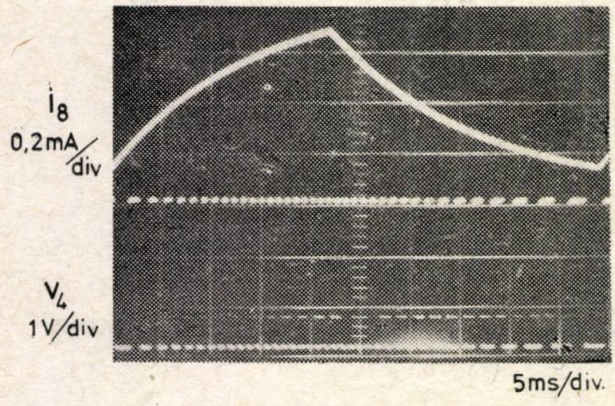
Legătura prin rezistență între pinii 8—10 permite, din acel moment, închiderea buclei. Comportamentul descris este ilustrat în oscilograma din figura 9.

7. Circuite de măsură

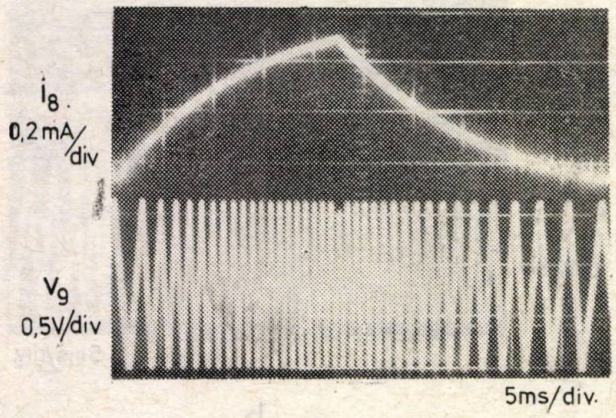
Rezultatele experimentale s-au obținut cu circuitele date în figurile 2—8 și cu motorul 9904 112 08101 al firmei Philips [12]. Pentru



a.



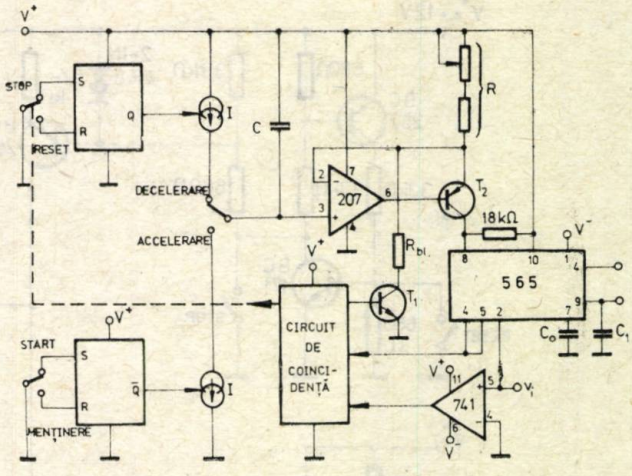
b.



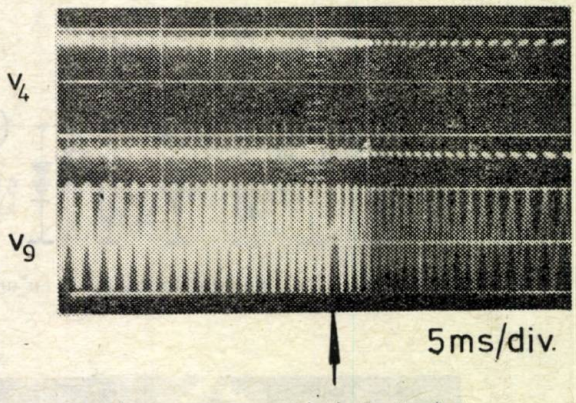
c.

Fig. 8. Generator de tact modulat în frecvență cu un profil accelerare-decelerare exponențial : a — schema-bloc desfășurată ; b,c — profilul de comandă și formele de undă la ieșirile VCO. Frecvența de start/stop $f_1 \approx 200$ imp/s ; frecvența maximă $f_2 \approx 1\,000$ imp/s.

obținerea oscilogramelor, a fost necesară realizarea unui regim de lucru repetitiv, în fiecare dintre schemele prezentate. Un exemplu este



a.



Captura semnalului de intrare
f_i = 1,1 kHz

b.

Fig. 9. Generator de tact dublă rampă cu calare de fază :
a. schema bloc desfășurată ;
b. formele de undă obținute la ieșirile VCO : accelerare-menținere prin calarea fazei-decelerare.

dat în figura 10, în care profilul triunghiular pentru modularea semnalului de ieșire are frecvența de cca. 20 Hz.

8. Concluzii

Circuitul cu calare de fază βE 565 poate fi utilizat cu succes în scheme de comandă pentru motoare pas cu pas. Generatoarele prezentate în lucrare au un preț scăzut determinat de utilizarea în exclusivitate a componentelor indigene și de relativa simplitate a circuitelor propuse. Testate cu un motor avînd cuplul activ la arbore

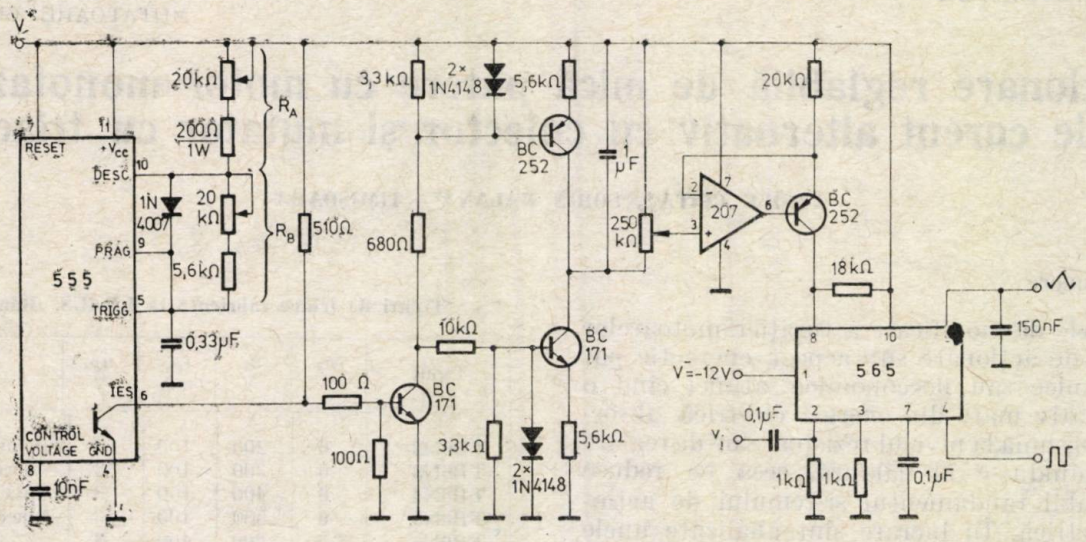


Fig. 10. Circuit pentru accelerare-decelerare repetitivă. Schema electrică.

de 85mNm au rezultat frecvenţe de sincronism înalte (fig. 2—9) chiar la încărcarea maximă a motorului.

Bibliografie

[1] M.I.M.U.E.E. Ordinul nr. 91 privind reducerea importului de circuite integrate. În Catalogul de echivalenţe pentru circuite integrate, ediţia a III-a, ICMUEE-Oficiul de Informare Documentară, 1984.

[2] *Vătăşescu, A., Bodea, M.* ş.a. Circuitul integrat PLL βE 565. În Circuite integrate liniare. Manual de utilizare. Editura Tehnică, Bucureşti, 1979.

[3] Raytheon Semiconductor Division. Linear Integrated Circuits Catalogue. c 1986, Raytheon Company.

[4] Silicon General. Linear Product Catalogue. Garden Grove, Ca 92641, 1986.

[5] *Voiculescu, E.* Circuitul PLL 565 în scheme de comandă pentru motoare pas cu pas. În referatul III de doctorat, Institutul Politehnic Cluj-Napoca, mai 1982.

[6] *Voiculescu, E., Palaghiţă, N.* Generatoare de tact dublă rampă pentru comanda motoarelor pas cu pas. În Buletinul Ştiinţific al Institutului de Învăţământ superior Baia Mare, 1982.

[7] Superior Electric. Modulynx Intelligent Multi-Axis Systems, Motion Controllers, Drivers, Microstep Translators, Slo-Syn Stepping Motors Data Sheets, 1987.

[8] Allied Electronics. PPMD-603 Programmable Pulse Motor Driver. PPMC 101C/102A Stepper Motor Controller LSI Data Book, Köln, 1987.

[9] *Morin, O. J.* Sigma Instruments Stepping Motor Control Module Set. Application Bulletin MC-214. Part No. 29G01-21-41. Braintree, Ma, 1983.

[10] Phytron-Elektronik GmbH. Frequenzgebers PLH/PFH-Vielschritt-Steuerung Typ SINCOS L. BD300 Bipolare Schrittmotorsteuerung Manual, Gröbenzell, 1987.

[11] Laser Optronic, Stepping Motor Translators 4005/40 ; 6 10KR High Speed Rampers Instruction Manual, Bruxelles, 1986.

[12] Philips. Electronic Drive Units for Unipolar/Bipolar Stepping Motors. În Stepping Motors and Associated. Electronics Data Handbook C17. Printed in the Netherlands, 1986.

[13] *Gattavari, G., Grilii, C., Zanelli, E.* Stepping Motor Drivers with Phase Current Regulation and Short Circuit Protection; 4A Stepping Motor Buffers; 4A Switch-Mode Solenoid Driver. În SGS Technical Note 150: 40 Industrial Application Ideas, 1986.

[14] Warner Electric. Motion Control Systems. Technical Data Bulletins, 1987.

CZ 231.189.125:3.159.201

Acționare reglabilă de mică putere cu motor monofazat de curent alternativ cu colector și mutator cu triac

VASILE COITA*, SORIN BĂLAN** — TIMIȘOARA

Introducere

Metodele de modificare a turației motoarelor electrice de acționare sub aspect energetic pot fi economice sau neeconomice atunci cînd o parte relativ mare din energia electrică absorbită se consumă la nivelul rezistoarelor de reglare transformîndu-se în căldură, ceea ce reduce considerabil randamentul sistemului de acționare electrică. În lucrare sînt analizate unele tipuri de mutatoare cu triac care pot fi folosite în acționările electrice de mică putere și care permit o utilizare mai rațională a energiei electrice.

1. Tipuri de mutatoare cu triac

Triacul este un dispozitiv semiconductor care, funcțional, poate înlocui două tiristoare montate în antiparalel. Față de tiristoare prezintă avantajul că poate fi trecut în starea de conducție atît în semialternanța pozitivă, cît și în cea negativă a curentului alternativ. Constructiv, triacul are o structură relativ complexă, cu cinci straturi suprapuse, necesitînd difuzii adînci de substanțe dopante. În figura 1a, este prezentată caracteristica curent-tensiune a triacului iar în figura 1b, reprezentarea simbolică și capsula TO 220 folosite pentru triacele realizate la I.P.R.S. Băneasa. În tabelul 1 sînt prezentate valorile principalilor parametri electrici pentru triacele fabricate în țară.

Tabelul 1

Tipuri de triace fabricate la I.P.R.S. Băneasa

Tipul	i_T, A	u, V	i_P, mA	u_P, V	$\frac{du}{dt}$
TB6N2	6	200	100	3	20V/μs
TB6N3	6	300	100	3	— normale
TB6N4	6	400	100	3	5V/μs
TB6N5	6	500	100	3	— de comutație
TB6N6	6	600	100	3	
TB10N2	10	200	100	3	20 V/μs
TB10N3	10	300	100	3	— normale
TB10N4	10	400	100	3	5V/μs
TB10N5	10	500	100	3	— de comutație
TB10N6	10	600	100	3	

Impulsul electric necesar amorsării triacului se realizează cu ajutorul unui dispozitiv semiconductor cu trei straturi (*pnp* sau *npn*), denumit diac și care are caracteristica curent-tensiune de tipul celei din figura 2a. În figura 2b este arătată reprezentarea simbolică pentru diac. Elementul specific al comportării diacului îl constituie rezistența dinamică negativă pe caracteristica curent-tensiune care apare la curentul de întoarcere i_B și dispare la curenți de circa 2—5A. Această proprietate, ca și simetria caracteristicii, stau la baza utilizării diacului pentru comanda pe poartă a triacului. Tabelul 2 prezintă principalele tipuri de diace fabricate în țară la I.P.R.S. Băneasa.

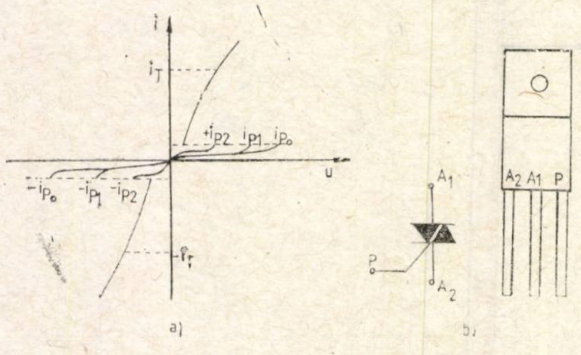


Fig. 1a. Caracteristicile triacului pentru diferite valori ale curentului de poartă; b — reprezentarea simbolică și capsula TO 220.

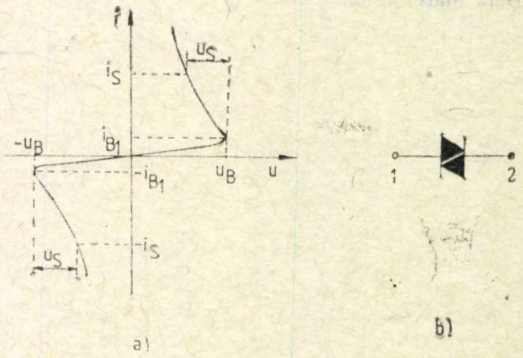


Fig. 2a. Caracteristica diacului; b — reprezentarea simbolică

În figura 3a este prezentat circuitul standard în care se folosește diacul, iar în figura 3b modul de variație a tensiunii rețelei și a tensiunii pe condensatorul C. Condensatorul C se încarcă

* Ing. *Coita, V.* — Institutul Politehnic „Traian Vuia" — Timișoara. ing. *Bălan, S.* — Regionala de Căi Ferate — Timișoara.

Tabelul 2

Tipuri de diace fabricate la I.P.R.S. Băneasa

Tipul	u_B, V		i_B, μA	u_S, V	Capsula
	min	max	max	min	
DC32	28	36	50	5	F 126
DC38	34	42	50	5	F 126
DC44	40	48	50	5	F 126
DC50	46	54	50	7	F 126

pînă la apropierea potențialului alternativ de zero. În timpul semialternanței următoare procesul se repetă însă cu polarități inverse, lucru posibil datorită faptului că atît triacul, cît și diacul sînt componente bidirecționale.

După cum rezultă din figura 3b, pentru schema prezentată în figura 3a, la amorsarea triacului tensiunea pe condensator scade cu valoarea Δu_C, fapt ce are ca urmare atingerea în semialternanța următoare a tensiunii $(-u_B)$ mai devreme. Aceasta conduce la nesimetrii ale

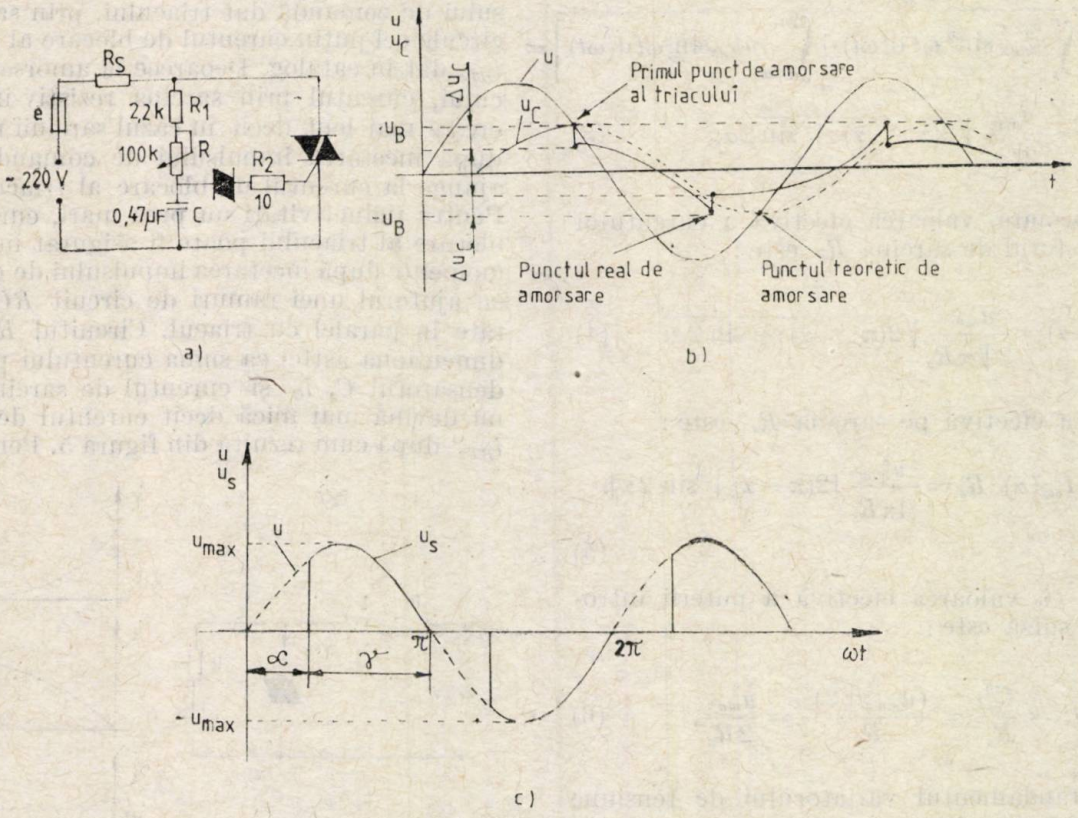


Fig. 3 a. Schema de comandă a triacului pentru sarcini rezistive; b — modul de variație în timp a tensiunilor $u(t)$ și $cu\ (t)$; c. variația în timp a tensiunii pe sarcina rezistivă $u_S(t)$.

prin intermediul rezistenței variabile R, care are rolul de a modifica timpul de încărcare al condensatorului și deci timpul de atingere a tensiunii u_B de deblocare a diacului. Să presupunem că pentru o anumită valoare a lui R tensiunea pe condensatorul C crește. În momentul cînd aceasta atinge valoarea u_B se produce străpungerea diacului și condenstorul C se descarcă pe rezistența dinamică negativă a diacului, în poarta triacului, injectînd un puls de curent scurt (10 μs), dar intens (0,1—0,8) A [1]. În acest fel se produce deschiderea triacului, fără să fie nevoie de un consum de putere deosebit pe poartă. Starea de conducție se menține (ca și la tiristoare) pînă cînd curentul între electrozii principali A_1 și A_2 ai triacului, este mai mare decît curentul de menținere i_{HT}, respectiv punctelor de amorsare ale triacului în semialternanța pozitivă și cea negativă. Acest efect poartă denumirea de histereză și se manifestă practic prin micșorarea domeniului de reglare a puterii prin rezistorul de sarcină R_S. Atenuarea efectului de histereză se poate face cu scheme de comandă relativ mai complexe [2, 3].

Forma de variație în timp a tensiunii u_s pe rezistența de sarcină R_s este prezentată în figura 3c. Valoarea efectivă a tensiunii pe sarcină U_{sef} este dependentă de unghiul de comandă α:

$$U_{sef}(\alpha) = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u_s^2(t)\,dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} u_s^2(t)\,dt}. \quad (1)$$

Valoarea momentană a tensiunii $u_s(t)$ în fiecare semialternanţă este:

$$u_s(t) = \begin{cases} 0 \\ u_{max} \sin \omega t \end{cases}$$

pentru $0 < \omega t < \alpha$ şi $\pi < \omega t < \pi + \alpha$

(2)

pentru $\alpha < \omega t < \pi$ şi $\pi + \alpha < \omega t < 2\pi$.

Deci, rezultă că:

$$U_{sef}(\alpha) = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\left[\int_{\alpha}^{\pi} u_{max}^2 \sin^2 \omega t \, d(\omega t) + \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} u_{max}^2 \sin^2 \omega t \, d(\omega t)\right]} =$$

$$= \frac{u_{max}}{2\sqrt{\pi}} \sqrt{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}. \quad (3)$$

Prin urmare, valoarea efectivă a curentului prin rezistorul de sarcină R_s este:

$$I_{sef}(\alpha) = \frac{u_{max}}{2\sqrt{\pi} R_s} \sqrt{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}. \quad (4)$$

Puterea efectivă pe sarcina R_s este:

$$P_{sef}(\alpha) = I_{sef}^2(\alpha) \cdot R_s = \frac{u_{max}^2}{4\pi R_s} [2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha].$$

(5)

Ştiind că valoarea efectivă a puterii introdusă de sursă este:

$$P = \frac{U_{ef}^2}{R_s} = \frac{(u_{max}/\sqrt{2})^2}{R_s} = \frac{u_{max}^2}{2R_s}, \quad (6)$$

rezultă randamentul variatorului de tensiune alternativă cu triac:

$$\eta(\alpha) = \frac{P_{sef}}{P} = \frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{2\pi} \cdot 100 \, [\%]. \quad (7)$$

Deoarece triacul intră în conducţie după ce i s-a aplicat semnalul de comandă, numai în cîteva microsecunde, curentul în consumatorul rezistiv creşte cu o pantă foarte abruptă. Astfel de pante de curent într-un interval de timp scurt, determină perturbaţii de înaltă frecvenţă (pînă la ordinul MHz) care deranjează recepţia radio pe unde lungi, medii şi scurte. Pentru diminuarea perturbaţiilor sub limita inferioară impusă de norme, se folosesc filtre de tipul celui din figura 4. La realizarea bobinei cu inductivitatea L, secţiunea conductorului trebuie astfel aleasă încît să suporte curentul de sarcină. De asemenea, miezul magnetic al bobinei nu trebuie să intre în saturaţie.

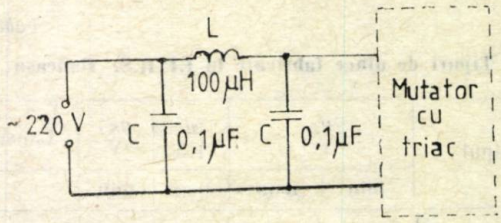


Fig. 4. Filtru pentru reducerea perturbaţiilor radio sub limita admisibilă.

În cazul unei sarcini rezistiv-inductive trebuie avut în vedere faptul că la sfîrşitul impulsului de comandă dat triacului, prin sarcină să circule cel puţin curentul de blocare al triacului i_{HT}, dat în catalog. Deoarece la amorsarea triacului, curentul prin sarcina rezistiv-inductivă creşte mai lent decît în cazul sarcinii rezistive, după încetarea impulsului de comandă nu se ajunge la curentul de blocare al triacului i_{HT}. Pentru inductivităţi nu prea mari, curentul de blocare al triacului poate fi asigurat în primele momente după încetarea impulsului de comandă cu ajutorul unei ramuri de circuit RC, conectate în paralel cu triacul. Circuitul RC se va dimensiona astfel ca suma curentului prin condensatorul C, i_C şi curentul de sarcină i_L să nu devină mai mică decît curentul de blocare i_{HT}, după cum rezultă din figura 5. Pentru a se

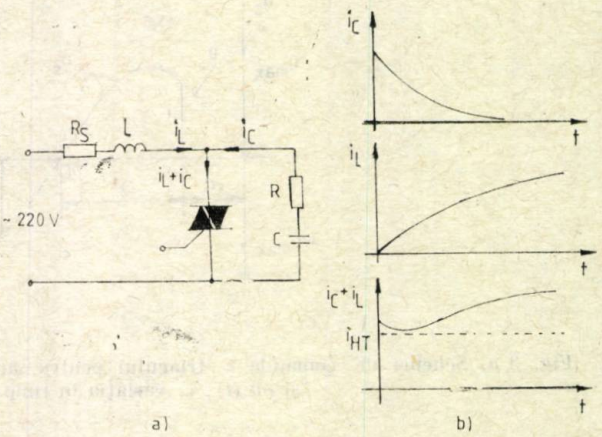


Fig. 5. Explicativă pentru folosirea circuitului RC în cazul sarcinilor rezistiv-inductive.

îndeplini această condiţie, condensatorul C trebuie să fie încărcat înaintea amorsării triacului. Circuitul RC mai are şi rolul de a limita pantele mari de tensiune care apar la deconectare prin comutare naturală. Vîrfurile de tensiune care apar datorită energiei acumulate în inductivitate sînt şi ele diminuate. Figura 6 aprofundează funcţia circuitului RC.

2. Realizări experimentale

Pentru modificarea turaţiei motorului de curent alternativ cu colector s-a realizat un mutator cu triac, cu schema de principiu pre-

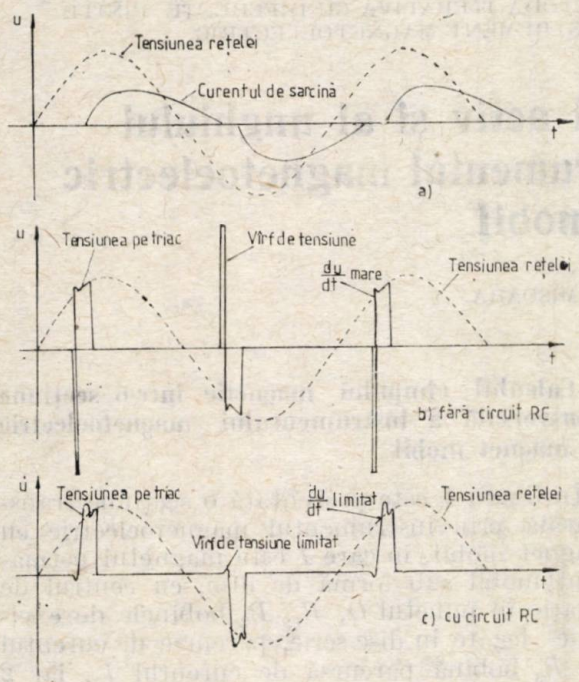


Fig. 6. Limitarea pantelor de tensiune și vîrfurilor de tensiune cu circuit *RC* la sarcini rezistiv-inductive.

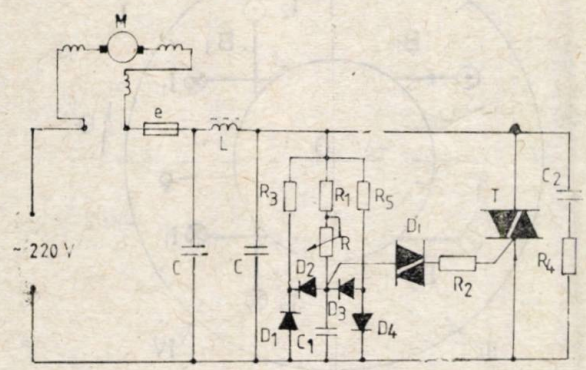


Fig. 7. Schema de principiu a mutatorului cu triac pentru sarcini rezistiv-inductive și efect de histereză limitat.

zentată în figura 7. Această schemă se caracterizează prin acea că efectul de histereză este mult redus. În timpul semialternanței pozitive a tensiunii de alimentare dioda D_4 este polarizată în sens direct, iar condensatorul C_1 se încarcă prin rezistorul R_1 și potențiometrul R. La atingerea tensiunii de basculare a diacului, condensatorul C_1 se descarcă prin diac, rezistorul R_2 și poarta triacului, furnizînd un impuls pozitiv pentru amorsarea triacului. Descărcarea condensatorului se oprește prin autoblocarea diacului cînd tensiunea scade sub valoarea u_B, condensatorul rămînînd încărcat la o tensiune de aproximativ (20—25)V. În momentul trecerii prin zero a curentului de sarcină, triacul se blochează. Alternanța negativă, polarizează în sens direct dioda D_1. Tensiunea rămasă pe condensatorul C_1 deschide dioda D_2

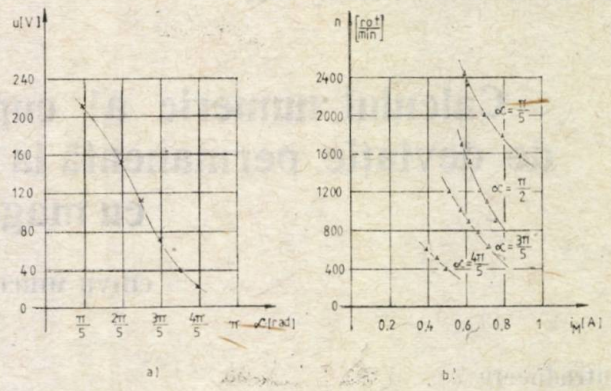


Fig. 8.a. Variația tensiunii efective pe motor în gol în funcție de unghiul de comandă α; b. Caracteristicile mecanice ale motorului avînd ca parametru unghiul de comandă α.

și astfel condensatorul C_1 se descarcă prin diodele D_1 și D_2. După descărcare dioda D_2 se blochează în timp ce diodele D_3 și D_4 sînt blocate de semialternanța negativă a tensiunii de alimentare. Dioda D_1 rămîne în conducție dar nu influențează circuitul de încărcare a condensatorului C_1 prin rezistorul R_1 și potențiometrul R. La atingerea tensiunii de basculare ($-u_B$) a diacului, condensatorul furnizează un impuls, de data aceasta negativ, prin care se amorsează triacul, care va conduce pînă la trecerea prin zero a curentului de sarcină. Pentru noua alternanță pozitivă a tensiunii de alimentare condensatorul C_1 va fi descărcat prin diodele D_3 și D_4, după care fenomenul se repetă. Deci încărcarea condensatorului se face practic de zero, de fiecare dată, ceea ce are ca urmare eliminarea efectului de histereză.

Caracteristicile mecanice ale unui motor de curent alternativ monofazat cu colector cu puterea nominală $P_N = 250$ W și tensiunea nominală $U_N = 220$ V, la care s-a folosit pentru modificarea turației mutatorul cu triac descris mai sus, sînt prezentate în figura 8b. Variația tensiunii aplicate motorului în gol în funcție de unghiul de comandă este prezentată în figura 8a.

3. Concluzii

Proiectarea și realizarea relativ simplă a mutatoarelor cu triac, rezultatele experimentale obținute justifică folosirea lor în acționările reglabile de mică putere economice sub aspect energetic.

Bibliografie

[1] *Udrea, M., Lakatos, E.* Dispozitiv de declanșare pe poartă. În: E.E.A., Automatica și electronica, nr. 4, decembrie 1981, p. 141—144.

[2] *Șora, I., Coita, V.* Perspective și realizări în domeniul variatoarelor de iluminare pentru lămpi electrice cu incandescență. Comunicare la sesiunea C.S.T., Brașov, 3—7 mai 1983.

[3] *Șora, I., Văzdăuțeanu, V., Coita, V., Popovici, D.* Utilizări ale energiei electrice. Timișoara, Ed. Facla, 1983.

CZ 517.962:621.317.7.082.781.001.24

METODĂ ITERATIVĂ CU DIFERENȚE FINITE
INSTRUMENT MAGNETOELECTRIC

Calculul numeric al cuplului activ și al unghiului de deviație permanentă la instrumentul magnetoelectric cu magnet mobil

CHIVU MIRCEA* — TIMIȘOARA

Introducere

În literatura de specialitate [1, 2] sînt prezentate metode de calcul al cîmpului magnetic staționar din instrumentul magnetoelectric cu magnet mobil. Calculul cîmpului magnetic se bazează pe o metodă iterativă cu diferențe finite în coordonate polare. În acest sens domeniul de calcul al cîmpului magnetic din instrument se discretizează într-o rețea în coordonate polare (ρ și θ). Pentru fiecare element al rețelei de discretizare se transpune legea circuitului magnetic și cea a fluxului magnetic, în formă integrală, în ecuații cu diferențe finite în care intră componentele intensității cîmpului magnetic H_ρ, H_θ și componentele inducției magnetice B_ρ, B_θ, pașii rețelei de discretizare și densitatea de curent corespunzătoare curenților bobinelor instrumentului. Relațiile obținute se rezolvă după un procedeu iterativ descris în [1, 2], rezultînd, în final, componentele H_ρ, H_θ, B_ρ și B_θ în toate nodurile rețelei de discretizare. Cîmpul magnetic astfel rezultat corespunde unor proprietăți magnetice ale materialelor existente în domeniul de calcul, cît și dimensiunilor geometrice ale acestora. În lucrările [2, 3] autorul determină relațiile de calcul al cuplului activ la instrumentul magnetoelectric cu magnet mobil cunoscînd componentele intensității cîmpului magnetic în nodurile rețelei de discretizare și momentul magnetic al magnetului permanent.

Relațiile de calcul ale cuplului activ permit determinarea unor caracteristici importante ale instrumentului magnetoelectric cu magnet mobil.

În lucrare se va prezenta un algoritm de calcul al cuplului activ cunoscînd componentele intensității cîmpului magnetic H_ρ, H_θ în nodurile rețelei de discretizare.

De asemenea, se va prezenta o metodă de calcul al unghiului de deviație permanentă al instrumentului magnetoelectric cu magnet mobil.

1. Calculul cîmpului magnetic într-o secțiune transversală a instrumentului magnetoelectric cu magnet mobil

În figura 1 este prezentată o secțiune transversală prin instrumentul magnetoelectric cu magnet mobil, în care *1* este magnetul permanent mobil sub formă de disc, cu centrul de rotație în punctul O, B_1, B_2 bobinele de excitație legate în disc-serie, parcurse de curentul I_1, B_3 bobină parcursă de curentul I_2, iar *2* este ecranul feromagnetic. Secțiunea transversală este împărțită în 4 cadrane numerotate cu I—IV.

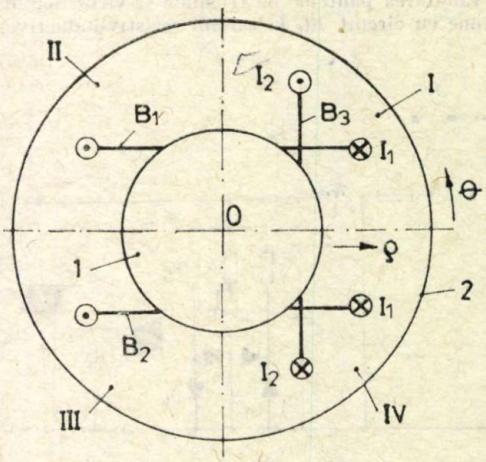


Fig. 1

În lucrarea [2] este prezentată detaliat rețeaua de discretizare în coordonate polare concepută pentru cadranele I și II. În lucrările [1, 2] se introduc variabilele i și j care definesc elementele rețelei de discretizare. Pentru o rețea de discretizare din [2] corespunzătoare cadranului I (fig. 1) variabila i ia valori între 1 și 12 și crește după coordonata ρ a sistemului de coordonate polare, iar variabila j ia valori între 1 și 9, crescînd după coordonata θ a sistemului de coordonate polare.

În [1, 2] se demonstrează că dacă curentul $I_2 = 0$, domeniul de calcul al cîmpului magnetic produs de curentul I_1 se poate reduce la cadranul I, iar cînd curentul $I_1 = 0$, domeniul

* Dr. ing. *Chivu, M.* — Fac. de Electrotehnică — Institutul Politehnic „Traian Vuia" — Timișoara.

de calcul al cîmpului magnetic produs de curentul I_2 se poate reduce la cadranele I și II.

Pe baza condițiilor de simetrie a cîmpurilor magnetice produse de bobinele B_1, B_2 (componentele H_ρ și H_θ primind indicele 1) și a bobinei B_3 (componentele H_ρ și H_θ primind indicele 2), componentele cîmpului magnetic rezultat H_ρ și H_θ se calculează prin însumare algebrică [2] cu relațiile :

— pentru cadranul I :

$$\left.\begin{aligned} H_\rho(i, j) &= H_{\rho 1}(i, j) + H_{\rho 2}(i, j) \\ H_\theta(i, j) &= H_{\theta 1}(i, j) + H_{\theta 2}(i, j) \end{aligned}\right\}, \tag{1}$$

— pentru cadranul II :

$$\left.\begin{aligned} H_\rho(i, j) &= H_{\rho 1}(i, 18 - j) + H_{\rho 2}(i, j) \\ H_\theta(i, j) &= -H_{\theta 1}(i, 18 - j) + H_{\theta 2}(i, j) \end{aligned}\right\}, \tag{2}$$

— pentru cadranul III :

$$\left.\begin{aligned} H_\rho(i, j) &= -H_{\rho 1}(i, j-16) + H_{\rho 2}(i, 34-j) \\ H_\theta(i, j) &= -H_{\theta 1}(i, j-16) - H_{\theta 2}(i, 34-j) \end{aligned}\right\}, \tag{3}$$

— pentru cadranul IV :

$$\left.\begin{aligned} H_\rho(i, j) &= -H_{\rho 1}(i, 34 - j) + H_{\rho 2}(i, 34-j) \\ H_\theta(i, j) &= H_{\theta 1}(i, 34 - j) - H_{\theta 2}(i, 34 - j) \end{aligned}\right\}, \tag{4}$$

2. Calculul numeric al cuplului activ la instrumentul magnetoelectric cu magnet mobil

În lucrările [2, 3] este prezentată metoda de calcul al cuplului activ al instrumentului magnetoelectric cu magnet mobil. Astfel, considerînd un element (I, J) al rețelei de discretizare inclus pe suprafața magnetului permanent (fig. 2) [2, 3] se pot scrie următoarele relații :

— pentru componentele intensității cîmpului magnetic din centrul elementului (I, J) :

$$H_{\rho C}(I, J) = \frac{1}{4}[H_\rho(i, j) + H_\rho(i, j+1) + H_\rho(i+1, j) + H_\theta(i+1, j+1)] \cos\frac{\theta_0''(J)}{2}, \tag{5}$$

$$H_{\theta C}(I, J) = \frac{1}{4}[H_\theta(i, j) + H_\theta(i, j+1) + H_\theta(i+1, j) + H_\theta(i+1, j+1)] \cos\frac{\theta_0''(J)}{2}, \tag{6}$$

— pentru modul intensității cîmpului magnetic din centrul elementului :

$$H_C(I, J) = \sqrt{H_{\rho C}^2(I, J) + H_{\theta C}^2(I, J)}, \tag{7}$$

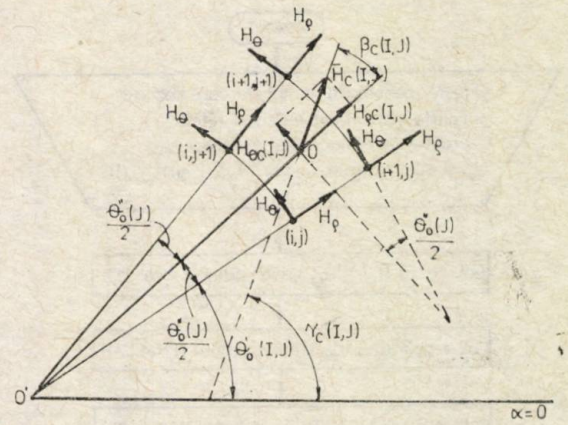


Fig. 2

— pentru unghiul $\beta_C(I, J)$ dintre vectorul $\overline{H}_C(I, J)$ și raza mediană (fig. 2) :

$$\beta_C(I, J) = \operatorname{arctg}\frac{H_{\theta C}(I, J)}{H_{\rho C}(I, J)}, \tag{8}$$

— pentru unghiul $\gamma_C(I, J)$ dintre vectorul $\overline{H}_C(I, J)$ și axa de zero a instrumentului ($\alpha = 0$), (fig. 2) :

$$\gamma_C(I, J) = \theta_6'(I, J) + \frac{\theta_0''(J)}{2} + \beta_C(I, J), \tag{9}$$

— pentru momentul magnetic al elementului (I, J) :

$$m(I, J) = m\frac{A(I, J)}{A_d}, \tag{10}$$

în care m este momentul magnetic al magnetului permanent mobil, $A(I, J)$ aria elementului, iar A_d este aria discului magnetului permanent ;

— pentru modulul cuplului elementar :

$$C_0(I, J) = \mu_0 m(I, J) H_C(I, J) \sin\gamma_C(I, J) = C_{0k}, \tag{11}$$

— și, în fine, pentru cuplul activ total :

$$C_{t0} = \sum_{k=1}^{n} C_{0k}(I, J), \tag{12}$$

în care ($k = 1, 2, \ldots, n$), iar n este numărul total de elemente ce compun suprafața magnetului permanent mobil.

Cu relațiile (1—12) s-a conceput un algoritm de calcul al cuplului activ a cărui organigramă este redată în figura 3.

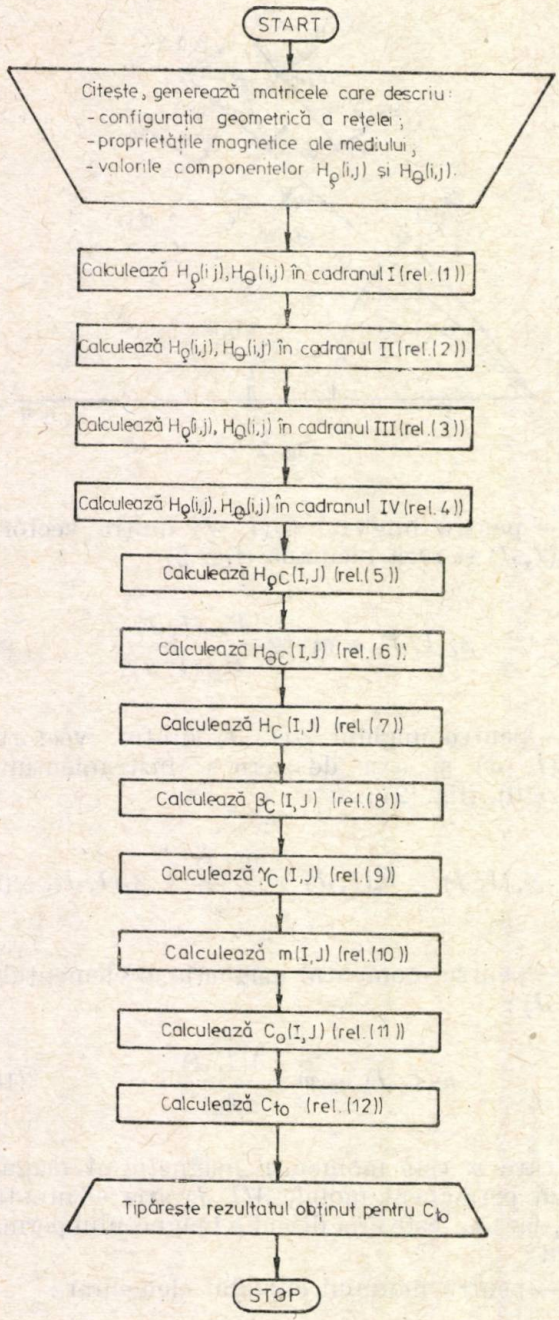


Fig. 3

3. Calculul unghiului de deviație permanentă al instrumentului magnetoelectric cu magnet mobil

Relațiile (11, 12) definesc cuplul elementar, respectiv total, al instrumentului magnetoelectric cînd magnetul permanent are momentul său magnetic m coliniar cu axa de zero a instrumentului, $\alpha = 0$ (fig. 2). Magnetul permanent se va roti sub acțiunea cuplului dat de relația (12) pînă în poziția în care acest cuplu va fi nul. Această poziție definește unghiul de deviație permanentă a instrumentului.

Pentru un unghi $\pm\alpha \neq 0$ cuplul activ elementar (11) va fi [2, 3]:

$$C_{\alpha k}(I, J) = \mu_0 m(I, J) H_C(I, J) \sin [\gamma_C(I, J) \pm \alpha], \tag{13}$$

iar cuplul activ total:

$$C_{t\alpha} = \sum_{k=1}^{n} C_{\alpha k}(I, J). \tag{14}$$

Pentru determinarea unghiului de deviație permanentă α_p se calculează cuplul activ elementar și cuplul activ total pentru diferite poziții α ale magnetului permanent, dîndu-se unghiului valorile $0, \Delta\alpha, 2\Delta\alpha, \ldots, p\Delta\alpha$. Pentru un element (I, J) al rețelei de discretizare cuplurile elementare vor fi:

$$\left.\begin{aligned} &\alpha = 0 : C_{0k}(I, J) = \mu_0 m(I,J) H_C(I,J) \sin \gamma_C(I,J) \\ &\alpha = \Delta\alpha : C_{\Delta\alpha k}(I, J) = \mu_0 m(I, J) H_C(I, J) \sin [\gamma_C(I, J) + \Delta\alpha] \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ &\alpha = p\Delta\alpha : C_{p\Delta\alpha k}(I \cdot J) = \mu_0 m(I, J) H_C(I, J) \sin [\gamma_C(I, J) + p\Delta\alpha] \end{aligned}\right\}. \tag{15}$$

Relații de forma (15) se pot scrie pentru toate elementele rețelei de discretizare a magnetului permanent. Scriind prima relație (15) pentru toate elementele rețelei de discretizare a magnetului și efectuînd suma lor rezultă cuplul activ total pentru poziția $\alpha = 0$. Procedînd la fel pentru toate valorile lui α rezultă șirul de relații de mai jos:

$$\left.\begin{aligned} &\alpha = 0 : \quad C_{t0} = \sum_{k=1}^{n} C_{0k}(I, J) \\ &\alpha = \Delta\alpha : \quad C_{t\Delta\alpha} = \sum_{k=1}^{n} C_{\Delta\alpha k}(I, J) \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ &\alpha = p\Delta\alpha : C_{tp\Delta\alpha} = \sum_{k=1}^{n} C_{p\Delta\alpha k}(I, J) \end{aligned}\right\}. \tag{16}$$

Urmărind configurația cîmpului mgnetic (fig 1) se poate observa că valorile cuplului total scad la creșterea unghiului α, pînă la un moment dat cînd cuplul activ devine nul, urmînd ca apoi cuplul să obțină valori negative.

Dacă pentru unghiul $\alpha = p\Delta\alpha$ cuplul (16) devine negativ, atunci unghiul de deviație permanentă α_p se va afla în șirul de valori ($\alpha = 0 \div \alpha = p\Delta\alpha$). Eroarea de calcul a unghiului α_p este dependentă de valoarea treptei elementare unghiulare $\Delta\alpha$.

4. Rezultate

Cu metoda expusă în lucrare, s-a calculat cuplul activ și unghiul de deviație permanentă pentru un instrument magnetoelectric cu magnet mobil cu următoarele caracteristici : magnetul permanent cu diametrul de 10 mm și momentul magnetic $m = 20{,}5 \cdot 10^{-3}$ Am^2; ecranul feromagnetic din mumetal cu diametrul interior de 268,8 mm ; grosimea de 0,6 mm și permeabilitatea magnetică 130 000 μ_0 ; bobinele B_1 și B_2 cu 750 spire și un curent nominal $I_1 = 15$ mA și bobina B_3 cu 650 spire și un curent nominal $I_2 = 15$ mA.

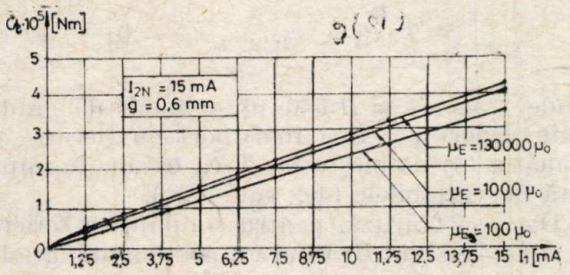


Fig. 4

Pe baza algoritmului de calcul s-a scris un program de calcul în FORTRAN IV ce a fost rulat pe un calculator FELIX C-512.

Curentul I_2 a fost menținut la valoarea de 15 mA, iar curentul I_1 s-a modificat pînă la 15 mA cu trepte egale cu 1,25 mA. Cuplul activ s-a calculat pentru încă două valori ale permeabilității magnetice a ecranului μ_E, 1 000 μ_0 și 100 μ_0. Rezultatele sînt sintetizate în figura 4.

Unghiul de deviație permanentă pentru $I_1 = 15$ mA și $I_{2N} = 15$ mA, a rezultat prin calcul 66,5°, identic cu valoarea determinată experimental pentru instrumentul de mai sus, fabricat la IAEM-Timișoara, la aceiași curenți I_1 și I_2.

5. Concluzii

Pe baza algoritmului de calcul al cuplului activ se poate scrie un program de calcul cu caracter general putînd fi utilizat pentru orice configurații geometrice ale bobinelor instrumentului. Astfel se poate calcula precis cuplul activ al instrumentului magnetoelectric cu magnet mobil atît pentru instrumentele ale căror configurații geometrice sînt deja stabilite. Metoda permite studiul amănunțit al acestui instrument în vederea optimizării soluțiilor sale constructive. Metoda de calcul numeric al cuplului activ permite, cu modificările prezentate, în paragraful 4 al acestei lucrări, determinarea unghiului de deviație permanentă a instrumentului magnetoelectric cu magnet mobil.

Bibliografie

[1] *Chivu, M., Gherman, G.* Metodă cu diferențe finite iterativă în coordonate polare de determinare a cîmpului magnetic staționar, cu aplicații la calculul instrumentelor electrice de măsurat. Comunicare la al II-lea Simpozion Național de Metrologie, București, 1984.

[2]. *Chivu, M.* Studiul și calculul analitic al instrumentului magnetoelectric cu magnet mobil. Teză de doctorat, Institutul Politehnic „Traian Vuia" Timișoara, 1985.

[3] *Chivu, M.* Calculul cuplului activ la instrumentul magnetoelectric cu magnet mobil (în curs de publicare în revista „Metrologia aplicată", 1986).

CZ 621.3.011.3 :621.316.1

FUNCȚII DE REȚEA
PROGRAM DE GENERARE A FUNCȚIILOR DE REȚEA

PGFRCS—Program de generare a funcțiilor de rețea și de calcul al senzitivităților

MIHAI IORDACHE, LUCIA CRISTINA DUMITRIU, NICOLAE MARINESCU ȘI DRAGOȘ DORNESCU (IPCTT) *

Lucrarea prezintă un program original de generare simbolică sau parțial simbolică a tuturor funcțiilor de rețea : admitanța de transfer (și/sau de intrare sau de ieșire), impedanța de transfer (și-/sau de intrare sau de ieșire), factorul de amplificare (transfer) în curent și factorul de transfer (amplificare) în tensiune. De asemenea, programul permite calculul senzitivităților oricărei funcții de rețea în raport cu unul, mai mulți sau toți parametrii circuitului și la orice valoare a pulsației ω. Programul este scris în limbaj FORTRAN IV și poartă numele de PGFRCS — Program de Generare a Funcțiilor de Rețea și de Calcul al Senzitivităților.

* Dr. ing. *Iordache, M.*, ing. *Dumitriu, L. C., Marinescu, N.* — I. P. București, ing. *Dornescu, D.* — IPCTT București.

Introducere

PGFRCS folosește, pentru generarea simbolică sau parțial simbolică (numeric-simbolic sau hibridă), metoda generalizată a arborilor (coarborilor) comuni neorientați cu parametri omogeni prezentată în [1, 2].

În proiectarea circuitelor electrice este deosebit de importantă cunoașterea efectului variației anumitor parametri ai circuitului asupra performanțelor circuitului. În cazul circuitelor cu parametri concentrați, liniare și neparametrice, o măsură precisă a acestui efect poate fi dată de expresia senzitivității funcțiilor de rețea.

Fie $F(s)$ oricare din funcțiile de rețea ale unui circuit electric dat (imitanță de intrare sau de ieșire, imitanță de transfer, amplificare în tensiune sau amplificare în curent). La orice frecvență particulară F este, în general, un număr complex. Valoarea lui F variază cu frecvența ($s = j\omega$), excepție făcînd circuitele rezistive. Fie x parametrul asociat unui element de circuit oarecare; x poate fi valoarea elementului (de exemplu, impedanța sau transadmitanța), sau un parametru fizic (de exemplu, temperatura sau presiunea) de care depinde valoarea elementului respectiv.

Senzitivitatea relativă sau simplu *senzitivitatea* funcției de circuit F în raport cu parametrul x, notată S_x^F, este definită [3] astfel:

$$S_x^F \stackrel{d}{=} \frac{\partial F}{\partial x} \cdot \frac{x}{F} = \frac{\partial F/F}{\partial x/x} = \frac{\partial \ln F}{\partial \ln x} \cdot \tag{1}$$

Există în literatură [3] mai multe metode de calcul, cu ajutorul calculatorului, al senzitivităților funcțiilor de rețea. Cele mai răspîndite sînt: metoda circuitului incremental [3], metoda circuitului adjunct [4] și metoda funcțiilor de rețea în forma simbolică [5].

Funcțiile de rețea în formă simbolică sau parțial simbolică oferă o metodă de calcul al senzitivităților care poate fi mult mai eficientă decît metoda circuitului adjunct sau metoda circuitului incremental, mai ales în cazul în care numărul de termeni nu este prea mare și numărul punctelor de frecvență este foarte mare.

Derivata parțială $\frac{\partial F}{\partial x}$ poate fi obținută ușor din expresia funcției de rețea F, dacă se are în vedere proprietatea de bază a circuitelor liniare, expusă în cele ce urmează.

Fie $\mathcal{C}$ un circuit electric liniar, cu parametri concentrați și constanți în timp format din impedanțe, admitanțe și toate cele patru tipuri de surse comandate. Se presupune că anumiți, sau toți prametrii circuitului sînt caracterizați de variabile distincte $(x_1, x_2, \ldots, x_n)$; elementelor rămase li se atribuie valori numerice. Atunci, oricare din cele patru tipuri de funcții de rețea F pot fi exprimate ca raportul a două polinoame de gradul 1, în raport cu oricare variabilă x_k;

$$F = \frac{P(x_1, x_2, \ldots, x_n)}{Q(x_1, x_2, \ldots, x_n)}, \tag{2}$$

unde P și Q sînt polinoame de gradul 1 în raport cu fiecare variabilă x_k.

Pentru calculul, pe calculator, al senzitivităților este mai convenabil ca ecuația (2) să se aducă la forma:

$$H \stackrel{d}{=} Q - \frac{1}{F} P = Q(x_1, x_2, \ldots, x_n) -$$

$$- T \cdot P(x_1, x_2, \ldots, x_n) = 0, \tag{3}$$

unde $T \stackrel{d}{=} 1/F$ și H este un polinom de gradul 1 în raport cu T și în raport cu fiecare x_k. Ecuația (3) definește pe T ca o funcție implicită de variabilele $(x_1, x_2, \ldots, x_n)$.

Dacă se notează, pentru simplitatea scrierii, $y = x_k$, funcția H, fiind un polinom de gradul 1 în y și T, se poate scrie astfel:

$$H = A + By + T(C + Dy) = 0, \tag{4}$$

unde:

$$Q = A + By, \tag{5}$$

$$P = -C - Dy \tag{6}$$

și A, B, C și D sînt polinoame care nu conțin variabilele y și T, dar pot conține celelalte variabile.

Din ecuația (4) rezultă:

$$T = -\frac{A + By}{C + Dy}, \tag{7}$$

$$y = -\frac{A + CT}{B + DT}, \tag{8}$$

$$\frac{\partial T}{\partial y} = -\frac{\partial H/\partial y}{\partial H/\partial T} = -\frac{B + DT}{C + Dy} \tag{9}$$

și:

$$S_y^T = \frac{\partial T}{\partial y} \cdot \frac{y}{T} = -\frac{A + CT}{A + By} \cdot \tag{10}$$

Ținînd seama de expresia (4) a lui H, ecuația (10) poate fi interpretată astfel:

$$S_y^T = -\frac{\text{suma termenilor lui } H \text{ care nu conțin pe } y}{\text{suma termenilor lui } H \text{ care nu conțin pe } T} \cdot \tag{11}$$

Ecuația (10) conține variabila T, care poate fi eliminată folosind ecuția (7) și atunci expresia senzitivității S_y^T devine:

$$S_y^T = \frac{C}{C + Dy} - \frac{A}{A + By} \cdot \tag{12}$$

Deoarece $T = \frac{1}{F}$, senzitivitatea funcției de transfer F, în raport cu parametrul y, este dată de relația :

$$S_y^F = \frac{\partial \ln F}{\partial \ln y} = -\frac{\partial \ln T}{\partial \ln y} = -S_y^T. \quad (13)$$

Circuitul analizat poate conține : rezistoare liniare sau neliniare (liniarizate pe porțiuni), controlate în tensiune (c.u) sau în curent (c.i.), condensatoare liniare sau neliniare c.u. (liniarizate pe porțiuni), bobine liniare sau neliniare c.i. (liniarizate pe porțiuni), cuplate sau necuplate magnetic, toate cele patru tipuri de surse comandate diport, nulori, giratoare, amplificatoare operaționale, invertoare de curent sau de tensiune și, în general, orice element multiport sau multipol de circuit care are o schemă echivalentă cu elemente de circuit dipolare și surse comandate.

1. Datele de intrare

PGFRCS necesită următoarele cartele de date :

1. Prima cartelă necesită următoarele mărimi :

— *NTIP* — indicele care specifică tipul funcției de rețea ce urmează a fi generată. *NTIP* are valorile 1, 2, 3 și 4, care corespund admitanței de transfer, de intrare, sau de ieșire, impedanței de transfer sau de intrare sau de ieșire, factorului de transfer (amplificare) în curent și, respectiv, factorului de transfer (amplificare) în tensiune.

— *ITFR* — indice care are valorile 0 și 1 în funcție de modul în care se dorește generarea funcției de rețea (cînd $ITFR=0$ funcția de rețea se generează sub formă simbolică, iar cînd $ITFR=1$ funcția de rețea se generează în formă hibridă, numeric-simbolică).

Toate variabilele de intrare (întregi, reale sau complexe) din PGFRCS se scriu pe cartelele de date respective astfel : în ordinea specificată se scriu valorile mărimilor respective, separate între ele prin virgulă. Dacă ultima variabilă de pe o cartelă de date este de tip întreg se pune după ea virgulă.

2. Cartela a doua conține mărimile :

— *NLI* — numărul inițial de laturi (inclusiv laturile (porțile) de comandă ale celor patru tipuri de surse comandate);

— *NNOD* — numărul inițial de noduri (inclusiv cele prin care s-au identificat porțile comandate și de comandă ale surselor comandate, vezi exemplul ;)

— *NPS* — numărul părților separate ale circuitului plus numărul surselor de tensiune comandate în curent $\hat{e}(i)$.

3. Urmează un set de NLI cartele care descriu laturile circuitului. Fiecare latură (formată dintr-un singur element de circuit dipolar sau o poartă de comandă sau comandată) este descrisă prin : nodul inițial, nodul final, tipul și valoarea parametrului asociat.

Laturile circuitului sînt împărțite în 9 tipuri, astfel :

T i p u l 1 — cuprinde sursele independente de tensiune.

T i p u l 2 — conține mulțimea condensatoarelor și mulțimea rezistoarelor neliniare c.u.

T i p u l 3 — cuprinde toate rezistoarele liniare.

T i p u l 4 — conține mulțimea bobinelor și rezistoarelor neliniare c.i.

T i p u l 5 — cuprinde sursele ideale independente de curent.

T i p u l 6 — conține laturile (porțile) comandate ale surselor $\hat{e}(i)$.

T i p u l 7 — cuprinde laturile (porțile) comandate ale surselor $\hat{e}(u)$.

T i p u l 8 — conține laturile (porțile) comandate ale surselor $\hat{\jmath}(u)$.

T i p u l 9 — cuprinde laturile (porțile) de comandă ale surselor $\hat{\jmath}(i)$.

Laturile de comandă (comandate) ale surselor comandate $\hat{e}(i)$, $\hat{e}(u)$ și $\hat{\jmath}(u)$, $(j(i))$ primesc ca tip indicii cu semn schimbat ai laturilor comandate (de comandă) ale surselor respective (vezi exemplul).

Parametrii laturilor reprezintă admitanțele complexe (conductanțele pentru circuitele rezistive) ale elementelor de circuit respective, iar cei asociați laturilor surselor comandate sînt reprezentați în tabelul 1. În cazul generării funcțiilor de rețea în formă numeric-simbolică ($ITFR = 1$) parametrii elementelor de circuit care urmează să apară în formă simbolică în expresia funcției de circuit generată, se dau cu valori nule pe calculator.

Pentru formarea automată a grafurilor completate G_1^I și G_1^U, [2], se conectează la poarta de intrare a circuitului analizat o sursă de curent comandată de tensiunea porții de ieșire care are conductanța de transfer egală cu unitatea (fig. 1) și indicele 1.

Pentru generarea automată a grafurilor G_p^I și G_p^U cu porțile intrare-ieșire pasivizate corespun-

Tabelul 1

TIPUL SURSEI COMANDATE	RELAȚIILE DE DEFINIȚIE	PARAMETRUL ASOCIAT	
		LATURA COMANDATĂ	LATURA DE COMANDĂ
ê (e)	$\underline{U}_C = 0$ $\underline{E}_c = \underline{U}_e = \underline{Z}_{cC}\,\underline{I}_C$	$\frac{1}{\underline{Z}_{cC}}$	$\frac{1}{\underline{Z}_{cC}}$
ê (u)	$\underline{I}_C = 0$ $\underline{E}_c = \underline{U}_e = \underline{A}_{cC}\,\underline{U}_C = \underline{Z}_c\,\underline{Y}_C\,\underline{U}_C$	$\frac{1}{\underline{Z}_c} \overset{ca}{=} \frac{1}{\underline{A}_{cC}}$	$\underline{Y}_C = 1\,S$
ĵ (u)	$\underline{I}_C = 0$ $\underline{J}_c = \underline{I}_c = \underline{Y}_{cC}\,\underline{U}_C$	$\underline{Y}_{cC}$	$\underline{Y}_{cC}$
ĵ (i)	$\underline{U}_C = 0$ $\underline{J}_c = \underline{E}_c = \underline{B}_{cC}\,\underline{I}_C = \underline{Y}_c\,\underline{Z}_C\,\underline{I}_C$	$\underline{Y}_c = 1S$	$\frac{1}{\underline{Z}_C} \overset{ca}{=} \frac{1}{\underline{B}_{cC}}$

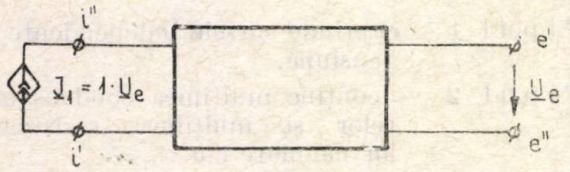


Fig. 1. Modul de conectare a sursei $\underline{J}_1 = 1.\ \underline{U}_e$ la porțile intrare-ieșire.

zător funcției de rețea ce urmează a fi generată, [2], la porțile de intrare-ieșire se conectează cîte o sursă ideală independentă de curent cu intensitatea nulă a curentului care au indicii $l-1$ și respectiv l (unde l este numărul inițial de laturi ale circuitului) ca în figura 2.

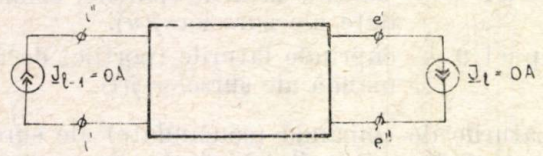


Fig. 2. Modul de conectare a surselor de curent de intensitate nulă la porțile intrare-ieșire.

2. Mărimi de ieșire

PGFRCS tipărește toate mărimile de intrare citite și furnizează utilizatorului următoarele date :

— numărul elementelor de circuit corespunzătoare fiecăruia din cele nouă tipuri de elemente ;
— grafurile de curent G^I și respectiv de tensiune G^U, grafuri care în cazul circuitelor reciproce sînt identice, iar la circuitele nereciproce diferă prin pozițiile laturilor corespunzătoare surselor comandate ;
— numărul laturilor, numărul nodurilor și structura matricelor de descriere corespunzătoare grafurilor G_1^I, G_1^U, G_p^I și G_p^U. ;
— numărătorul și numitorul funcției de rețea generată în formă simbolică sau parțial simbolică.

Partea reală, partea imaginară, modulul și argumentul funcției de rețea. În cazul generării funcției de rețea în formă numeric-simbolică PGFRCS furnizează partea reală și partea imaginară a numărătorului, respectiv a numitorului, corespunzătoare părții numerice a funcției de rețea respective.

Elementele de circuit care apar în formă simbolică sînt date de PGFRCS sub formă de indici ai laturii respective, care apoi sînt înlocuiți în funcție de tipul elementului respectiv, cu expresia analitică corespunzătoare, dependentă de pulsația ω, după cum elementul de circuit este de tip L (inductiv) sau C (capacitiv), respectiv de tip R (rezistiv).

Considerînd expresia numărătorului și numitorului funcției de circuit generată de PGFRCS și ținînd seama de ecuațiile (10) și (11), se calculează, pentru fiecare pulsație ω, senzitivitatea S_x^F în raport cu oricare dintre parametrii x ai circuitului indicați de utilizator.

3. Descrierea PGFRCS

PGFRCS permite analiza circuitelor electrice cu maximum 200 laturi și 200 de noduri.

PGFRCS ocupă o memorie de 74,6 kO și este depus în formă UTILIMT pe discul AD 4 al calculatorului FELIX C-512 din cadrul Centrului de Calcul al IPB și poate fi apelat cu cartela de FETCH. Structura pe segmente și subrutine a programului este descrisă detaliat în [6].

PGFRCS este astfel conceput încît dă posibilitatea utilizatorului să indice singur, funcție de regimul de funcționare și structura circuitului, cele mai adecvate modele pentru simularea dispozitivelor electronice de circuit.

4. Exemplu

Fie amplificatorul cu reacție reprezentat în figura 3. După înlocuirea tranzistoarelor cu circuite echivalente de semnale mici și frecvențe joase și după completarea circuitului cu cele două surse independente de curent cu intensitățile curenților nule (fig. 2) la porțile intrare-ieșire și cu sursa de curent $j_1(u_e)$ (fig. 1) se obține circuitul echivalent, reprezentat în figura 4.

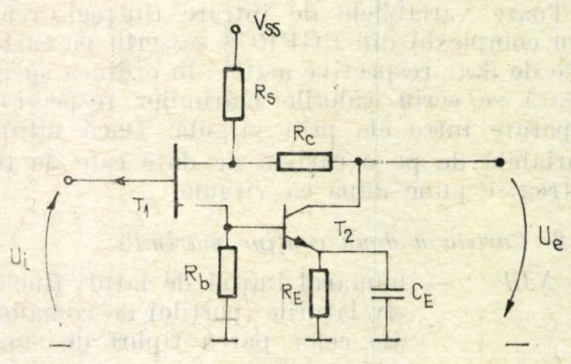


Fig. 3. Amplificator cu reacție.

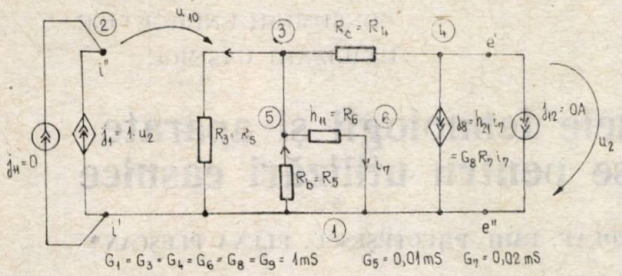


Fig. 4. Circuitul echivalent al amplificatorului cu reacție la semnale mici și frecvențe joase.

Datele de intrare corespunzătoare circuitului din figura 4 sînt :

1. $NTIP = 4$ (se generează factorul de transfer—amplificare — în tensiune). $ITFR = 0$ (funcția de transfer este generată în formă simbolică). Cartela are structura : 4, 0,
2. $NLT = 12$; $NNOD = 6$, $NPS = 1$ cartela fiind : 12, 6, 1,
3. Nodul inițial, Nodul final, Tipul, Valoare parametru, Structura datelor pe cartele

1	2	8	1+0j	1, 2, 8,1.,0,
4	1	−1	1+0j	4,1,−1,1.,0,
3	1	3	1+0j	3,1,3,1.,0,
3	4	3	1+0j	3,4,3,1.,0,
1	5	3	.01+0j	1,3,3,.01,0,
5	6	3	1.+0j	5,6,3,1.,0,
6	1	9	.02+0j	6,1,9,.02,0,
4	1	−7	1.+0j	4,1,7,1.,0,
5	3	8	1.+0j	5,3,8,1.,0,
2	3	−9	1.+0j	2,3,−9,1.,0,
1	2	5	0+0j	1,2,5,0,0,
4	1	5	0+0j	4,1,5,0,0,

Pentru $\omega = 0.0$, se obține $A_{U,ei}$ de forma :

$$A^{(0)}_{u,ei} = -\frac{G_9(G_3G_6G_8+G_4G_5G_7+G_4G_6G_8+G_4G_6G_7)}{G_4(G_3G_5G_7+G_3G_6G_7+G_5G_7G_9+G_6G_8G_9+G_6G_7G_9)}, \quad (14)$$

$$A^{(0)}_{u,ei} = 1.94$$

Dacă se dorește senzitivitatea lui $A_{u,ei}(0)$ în raport cu parametrul G_4, relația (7) are expresia :

$$T = \frac{G_4(G_3G_5G_7+G_3G_6G_7+G_5G_7G_9+G_6G_8G_9+G_6G_7G_9)}{G_3G_6G_8G_9+G_4(G_5G_7G_9+G_6G_8G_9+G_6G_7G_9)}, \quad (15)$$

$$T = \frac{1.0602\ G_4}{1.+1.0202\ G_4}.$$

Considerînd ecuațiile (11), (21,) și (12) rezultă :

$$S^{A_{u,ei}}_{G_4}(0) = -\frac{1.}{1.+1.0202\ G_4} = -0.495. \quad (16)$$

5. Concluzii

PGFRCS se caracterizează printr-un înalt grad de generalitate, permițînd generarea simbolică sau parțial-simbolică (numeric-simbolică sau hibridă) a oricărei funcții de rețea și calculul senzitivității funcției de rețea generate, în raport cu oricare din parametrii circuitului, pentru circuitele electrice de mare coplexitate.

PGFRCS este un instrument de calcul deosebit de util și eficient în analiza, sinteza și, mai ales, în proiectarea circuitelor electrice performante (amplificatoare, oscilatoare, filtre, redresoare, invertoare etc.) cu largă aplicabilitate practică.

Cunoașterea efectului variației anumitor parametri ai circuitului supra performanțelor circuitului, cu ajutorul senzitivităților funcțiilor de rețea, este deosebit de importantă în proiectarea și analiza toleranțelor circuitului.

PGFRCS este astfel conceput încît permite un dialog simplu, natural utilizator-calculator și dă posibilitatea folosirii pentru dispozitivele electronice a acelor scheme echivalente pe care utilizatorul le consideră cele mai adecvate tipului și regimului de funcționare ale circuitului analizat.

Metoda de calcul al senzitivităților cu ajutorul funcțiilor de rețea în formă simbolică, sau parțial-simbolică, este mult mai eficientă decît metoda circuitului adjunct, mai ales cînd numărul de parametri variabili nu este prea mare și cînd numărul punctelor de frecvență este mare.

PGFRCS folosește metode moderne și originale de formare automată a grafurilor G^I și G^U, de generare fără repetiție a tuturor arborilor (coarborilor) dintr-un graf, de determinare a factorului de semn etc., metode care au la bază tehnici de calcul cu matrice rare.

Bibliografie

[1] *Iordache, M.* Generalization of the topological formulas with homogeneous parameters, Rev. Roum. Sci. Techn. — Electrotechn. et Energ., no. 4, 1980, p. 501—513.

[2] *Iordache, M., Dumitriu, L.* A new method foi generating symbolic or partially simbolic network functions, modelling, simulation & control. AMSE Press, 1986, in press.

[3] *Chua, L. O., Lin, P. M.* Computer aided analysis of electronic circuits; algorithms and computational techniques. Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1975.

[4] *Director, S. W., Rohrer, R. A.* The generalized adjoint network and network sensitivity. IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-**10** pp. 318—323, Aug 1969.

[5] *Lin, P. M.* A Survey of applications of symbolic network function. IEEE Trans. Circuit Theory, Vol CT-**20**, pp. 732—737, Nov. 1973.

[6] *Iordache, M.* PGFRCS — Program de generare a funcțiilor de rețea și de calcul al senzitivităților, Manual de utilizare. Biblioteca catedrei de electrotehnică IPB.

CZ 64.06 :621.3.016

CONSUMURI ENERGETICE
UTILIZĂRI CASNICE

Considerații cu privire la unele tehnologii și aparate cu consumuri energetice reduse pentru utilizări casnice

DUMITRU MIRON, VICTOR CUCIUREAN, DUMITRU NICOLAE, EMIL PREOTEȘESCU, ELENA PLEȘCAN*

Introducere

Greutățile generate de criza energetică au condus la intensificarea preocupărilor specialiștilor pentru elaborarea de soluții noi, care să satisfacă cerințele utilizatorilor casnici în condițiile reducerii consumurilor de energie electrică.

Dezvoltarea producției de aparate electrocasnice pentru cele mai diferite utilizări, creșterea gradului de dotare a gospodăriilor casnice cu astfel de aparate au făcut ca energia consumată pentru utilizări casnice să dețină o pondere importantă în consumul total de energie electrică.

Literatura de specialitate evidențiază faptul că în țările puternic industrializate consumul anual de energie electrică într-o gospodărie casnică depășește 10 000 kWh, iar în unele din acestea (Suedia, Danemarca, SUA, Anglia etc.) se ridică la 15 000 — 20 000 kWh reprezentînd între 20% și 40% din consumul total de energie [1].

Contradicția dintre posibilitățile tot mai reduse de a asigura resursele energetice clasice și necesitățile satisfacerii cerințelor vieții moderne, care este de neconceput fără electricitate, și-a găsit rezolvarea nu prin restrîngerea dotării populației cu aparate electrocasnice, ci prin elaborarea de soluții constructive și funcționale care să conducă la reducerea consumului de energie [2, 3]:

Țările care dispun de energie electrică ieftină utilizează pe scară largă această energie în gospodăriile casnice nu numai pentru necesitățile stringente (frigidere, congelatoare, mașini de spălat etc.), ci și pentru asigurarea încălzirii locuințelor și prepararea alimentelor (mașini electrice de gătit, cuptoare) ducînd o politică de protejare a surselor de energie ce pot fi valorificate superior prin industrializare și de evitare a folosirii celor care provoacă o poluare intensă a mediului ambiant [4].

Dezvoltarea puternică a bazei energetice prin traducerea în viață a hotărîrilor Congresului al XIII-lea al P.C.R., trecerea țării noastre la un stadiu superior, de țară mediu dezvoltată, fac necesară și impun totodată promovarea unei politici noi în producția de aparate electrocasnice, care să asigure situarea acestor produse la un nivel mondial ridicat și peste acest nivel.

1. Tehnologii și aparate cu consumuri reduse de energie electrică

1.1. În domeniul încălzirii locuințelor și a apei sanitare

Încălzirea electrică de bază a locuințelor presupune aplicarea de soluții complexe care cuprind atît sursele încălzitoare, cît și sistemul de comandă a acestora.

În acest sens ACEC a dezvoltat mai multe sisteme de încălzire:

— sistemul ACCUMIX conținînd radiatoare mixte (cu acumulare și convecție) și regulatorul incorporat;

— încălzirea prin podea constînd din cabluri încălzitoare acoperite cu dale de beton care acumulează căldura;

— sistemul de încălzire cu pompă de căldură;

— încălzirea solară a apei sanitare.

Dintre sistemele menționate mai eficiente sînt cele care folosesc principiul pompei de căldură.

Principiul pompei de căldură este prezentat în figura 1.

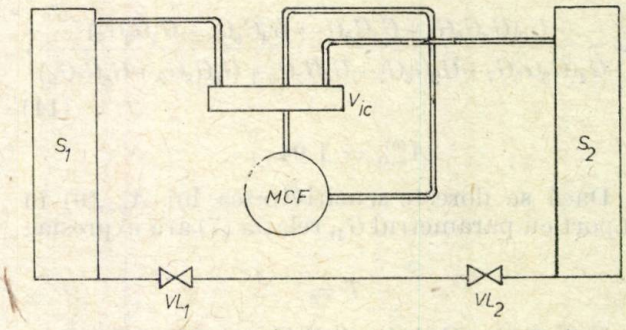


Fig. 1. Principiul de funcționare a pompei de căldură; *MCF* — motocompresor frigorific; *VIC* — ventil de inversare a ciclului; S_1, S_2 — schimbător de căldură; VL_1, VL_2 — ventil de laminare.

Instalația poate funcționa atît în regim de răcire, cît și în regim de încălzire prin intermediul ventilului de inversiune a ciclului (*VIC*).

Dr. ing. *Miron D.*, ing. *Cuciurean V.*, ing. *Pleșcan E.*ing. *Niculae D.* și ing. *Preoteșescu E.* Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică — ICPE — București.

La funcționarea în regim de încălzire instalația extrage căldura din exteriorul încăperii (din pământ, dintr-un rîu, dintr-un lac etc.) și o introduce în încăperea de încălzit.

Vaporizatorul pompei de căldură este un schimbător de căldură dimensiont în mod corespunzător în funcție de mediul din care extrage căldura.

Literatura de specialitate evidențiază faptul că eficiența pompelor de căldură este foarte ridicată. La un consum de energie electrică absorbită de compresor energia furnizată sub formă de căldură este de 1—4 ori mai mare [5].

Dacă se folosește un fluid colportor adecvat, chiar în condițiile unei temperaturi exterioare negative, se poate extrage căldură din acest mediu pentru încălzirea unei încăperi.

În ultimii ani, literatura de specialitate se ocupă tot mai mult de utilizarea tubului termic în sistemele de condiționare a încăperilor.

Tubul termic prezentat schematic în figura 2 realizează un transfer eficient de căldură.

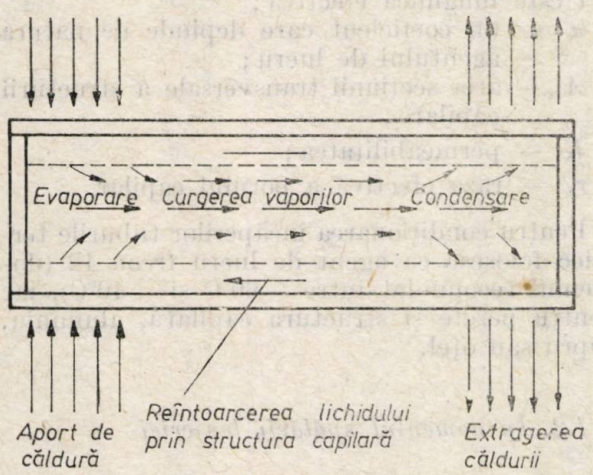


Fig. 2. Prezentarea schematică a tubului termic.

În figura 3 este prezentat modelul termic al unui tub termic convențional.

Rezistența termică globală [6] este dată de relația: $R = R_{extv} + R_{ps} + R_{sv} + R_{vap} + R_v + R_{condt} + R_{sc} + R_{pc} + R_{extc}$, (1)

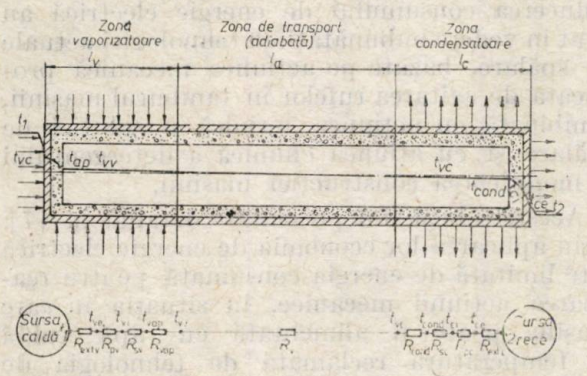


Fig. 3. Modelul termic al tubului termic.

unde:

R_{extv} este rezistența termică la trecerea căldurii de la sursa caldă la peretele zonei vaporizatoare;

R_{pv} — rezistența termică la trecerea căldurii prin peretele vaporizatorului;

R_{sv} — rezistența termică la trecerea căldurii prin structura capilară a vaporizatorului;

R_{vap} — rezistența termică la vaporizarea lichidului din structura capilară;

R_v — rezistența termică a coloanei de vapori între vaporizator și condensator;

R_{condt} — rezistența termică ce apare la condensarea vaporilor;

R_{sc} — rezistența termică ce apare la trecerea căldurii prin structura capilară a condensatorului;

R_{pc} — rezistența termică la trecerea căldurii prin peretele condensatorului;

R_{extc} — rezistența termică la trecerea căldurii de la peretele condensatorului la sursa rece.

În practică se ia:

$$R = R_{extv} + R_v + R_{extc}. \quad (2)$$

Tubul termic are o serie de proprietăți de excepție (conductanță ridicată, transformator de flux termic, uniformizarea temperaturilor, autoreglarea temperaturii de funcționare, durata de viață practic nelimitată), care au o importanță deosebită pentru aplicațiile practice.

Comparativ cu sistemele clasice, sistemul de transport al căldurii, cu ajutorul tubului termic, are următoarele avantaje;

— funcționează într-un domeniu mai larg de temperaturi;
— are viteză de transport mare;
— posibilitatea să funcționeze la temperatură constantă;
— posibilitatea reversibilității transportului de căldură;
— nu necesită surse exterioare de energie;
— greuate redusă;
— inerție termică redusă;
— nu are părți în mișcare;
— fiabilitate ridicată;
— durată de viață mare.

Avantajele menționate fac ca schimbătoarele de căldură cu tuburi termice să se aplice cu succes în domeniul conservării energiei pentru recuperarea căldurii din sursele secundare și pentru condiționarea încăperilor.

În figura 4 este prezentat principiul de funcționare a schimbătorului de căldură cu tuburi termice.

Condiționarea încăperilor se bazează pe proprietatea reversibilității transportului de căldură în tubul termic, așa cum se arată în figura 5.

Reglînd corespunzător unghiul de înclinare a aparatului este posibil controlul temperaturii aerului introdus în încăpere.

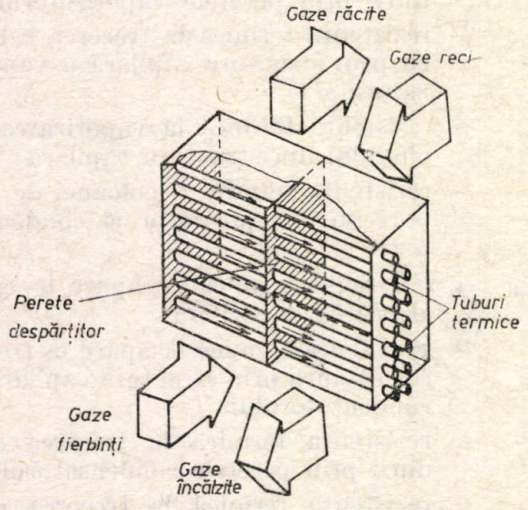


Fig. 4. Schimbător de căldură cu tuburi termice.

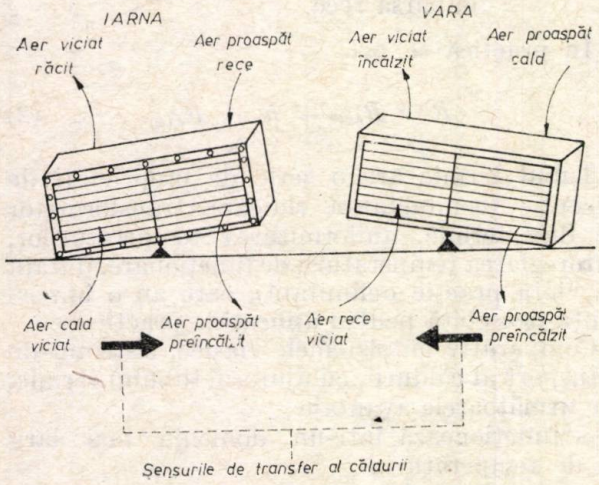


Fig. 5. Condiționator cu tuburi termice.

Debitul de căldură transportat de tubul termic este determinat de relația :

$$Q = \frac{t_1 - t_2}{R} \text{ W}, \tag{3}$$

unde :

t_1 este temperatura sursei calde, °C ;
t_2 — temperatura sursei reci, °C ;
R — rezistența termică a tubului, $\frac{°C}{W}$.

Construcția tubului termic depinde foarte mult de destinația acestuia, care condiționează atît alegerea agentului de lucru, cît și alegerea structurii capilare și a țevii.

Pentru alegerea agentului de lucru se face apel la compararea cifrei de merit [5] :

$$M = \sigma \rho \frac{L}{\eta}, \tag{4}$$

unde :

σ este tensiunea superficială ;
ρ — densitatea ;
L — căldura latentă de vaporizare ;
η — vîscozitatea dinamică.

Structura capilară are un rol deosebit în transferul de căldură.

Capacitatea maximă de transport al căldurii [6] este dată de relația :

$$(Q_1)_{max} = \alpha A_{sc} \frac{K}{r_e} (l - r_e), \tag{5}$$

unde :

l este lungimea efectivă ;
α — un coeficient care depinde de natura agentului de lucru ;
A_{sc} — aria secțiunii transversale a structurii capilare ;
K — permeabilitatea ;
r_e — raza efectivă a porului capilar.

Pentru condiționarea încăperilor tuburile termice folosesc ca agent de lucru freon 12 (domeniul recomndat între −60°C și +40°C), iar pentru perete și structura capilară, aluminiu, cupru sau oțel.

1.2. În domeniul spălării lenjeriei

Mașinile de spălat rufe dețin o pondere importantă în consumul casnic de energie electrică.

Gradul mediu de dotare în țările vest-europene era de 86,5 la sută de gospodării în 1984, predominînd mașinile automate caracterizate, în general, printr-un consum specific de energie electrică de circa 0,6 kWh/kg rufe uscate.

Soluțiile elaborate pînă în prezent pentru reducerea consumului de energie electrică au avut în vedere îmbunătățirea tehnologiei actuale de spălare, bazate pe acțiunea mecanică provocată de agitarea rufelor în tamburul mașinii, combinată cu acțiunea termică a soluției de spălare și cu acțiunea chimică a detergentului și modificarea construcției mașinii.

Aceste soluții sînt prezentate detaliat în [7]. Prin aplicarea lor economia de energie electrică este limitată de energia consumată pentru realizarea acțiunii mecanice, în situația în care mașina poate fi alimentată cu apă caldă la temperatura reclamată de tehnologia de spălare.

Din aceste considerente se întreprind cercetări pentru utilizarea ultrasunetelor în tehnologia de spălare a lenjeriei.

În lichide, ultrasunetele au un efect intes de dispersie și de emulsie, determinînd o puternică mișcare de agitație și vibrație a acestora.

Aceste fenomene au stat la baza utilizării ultrasunetelor pentru spălarea și curățirea diferitelor tipuri de materiale textile, piese din industria optică, mecanică fină etc.

Cu ajutorul ultrasunetelor pot fi îndepărtate toate felurile de murdărie (particule de praf și alte impurități solide, grăsime animală și vegetală etc.

Cercetările referitoare la efectul de curățire al ultrasunetelor, în funcție de frecvența acestora, au evidențiat faptul că ultrasunetele cu frecvență joasă (25 kHz) sînt eficiente pentru îndepărtarea straturilor dure (lacuri, pelicule de ulei gudronat etc.), în timp ce ultrasunetele cu frecvențe înalte (300 — 1 000 kHz) sînt eficiente pentru îndepărtarea particulelor de murdărie a părților slab fixate, ca și a straturilor de ulei și grăsime.

Pentru curățire rapidă sînt necesare intensități acustice de 5—10 W/cm².

Tipul de oscilator ce se utilizează (plan, sferă, cilindru) este determinat de procedeul de curățire utilizat.

Spălarea textilelor cu ultrasunete a demonstrat că materiale foarte murdare pot fi spălate ireproșabil într-un timp foarte scurt (de la 2—20 secunde la maximum 1 minut).

Tratarea textilelor cu ultrasunete conduce și la creșterea rezistenței la șifonare.

În figura 6 este prezentată schematic o instalație de spălare cu ultrasunete.

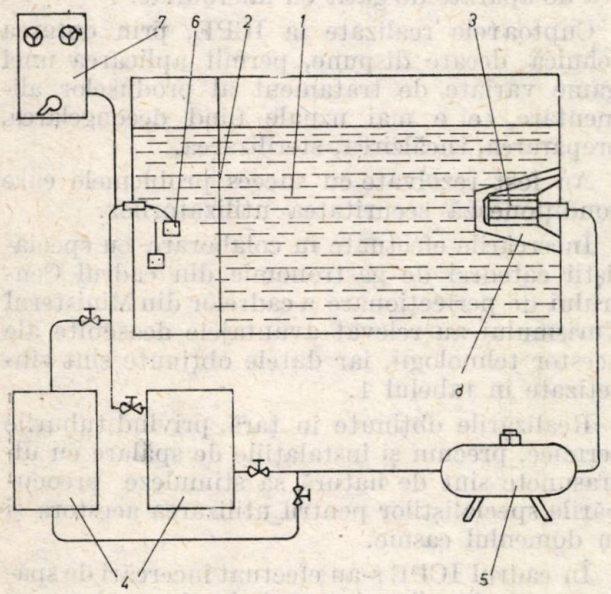


Fig. 6. Instalație de spălare cu ultrasunete; 1 — tambur; 2 — fund fals; 3—vibrator hidrodinamic; 4 — filtru; 5 — pompă; 6 — vibrator ultrasonic; 7 — generator de impulsuri; 8 — carcasă.

Puterea acustică medie radiată de o suprafață vibratoare, avînd dimensiunile mai mari decît lungimea de undă [7] este dată de relația:

$$W = \frac{S \rho c v^2}{2} 10^{-2}, \text{ W} \qquad (6)$$

unde:

S este suprafața vibratorului, m²;
ρ_e — rezistența acustică a mediului;
v — viteza de vibrație a suprafeței vibratorului, m/s.

În prezent vibratoarele ultrasonore cele mai frecvent utilizate sînt cele piezoelectrice pe bază de titanat de bariu.

Pentru un astfel de vibrator, care funcționează în apă, intensitatea ultrasonoră poate fi calculată cu relația:

$$I = (0{,}62 \ldots 10)\, 10^{-3} f^2 U_{ef}^2, \text{ W/cm}^2; \qquad (7)$$

unde:

f este frecvența oscilațiilor, MHz;
U — tensiunea de excitație, kV.

1.3. În domeniul preparării alimentelor

Mașinile electrice de gătit sînt foarte răspîndite în țările industrializate. În Danemarca ele reprezintă peste 50% din totalul mașinilor de gătit, în SUA aproape 50%, iar în Anglia circa 40%.

Cu toate măsurile întreprinse pentru creșterea randamentului acestor aparate, mai mult de 15% din energia folosită pentru gătit se irosește.

Pentru a înlătura acest neajuns constructorii de aparate electrice pentru gătit s-au orientat asupra unor soluții mai eficiente în cadrul cărora s-au evidențiat în mod deosebit cuptoarele cu microunde.

Încălzirea cu microunde are la bază principiul pierderilor în materiale dielectrice.

Atunci cînd un dielectic este supus unui cîmp electromagnetic de înaltă frecvență, o parte din energie este convertită în căldură în dielectric.

Puterea disipată în unitatea de volum [8] este dată de relația:

$$P = 2\pi f E^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r \operatorname{tg} \delta, \qquad (8)$$

unde:

f este frecvența, Hz;
E — intensitatea cîmpului electric, V/cm;
ε_0 — constanta dielectrică în vid, F/m;
ε_r — constanta dielectrică a materialului;
$\operatorname{tg}\delta$ — tangenta unghiului de pierderi.

Performanţele funcţionale şi economice ale cuptoarelor cu microunde au influenţat favorabil creşterea producţiei şi a vînzării acestora.

Piaţa cuptoarelor cu microunde în principalele ţări industrializate a cunoscut o dezvoltare continuă, atît prin creşterea numărului de aparate, cît şi a diversificării tipurilor pe baza introducerii celor mai noi cuceriri ale tehnicii electrice.

În perioada 1983—1984 în SUA s-au vîndut peste 10 milioane cuptoare cu microunde, în Japonia peste două milioane, în Anglia aproape 900 de mii, în RFG 180 mii, în Franţa aproape 100 mii şi în Italia 25 de mii, iar prognoza pentru perioada următoare este desebit de optimistă prevăzînd creşteri spectaculoase. Astfel, în SUA se estimează ca în 1988 să se vîndă peste 11 milioane cuptoare (o creştere de 16% faţă de 1985), iar în Japonia aproximativ 2,5 milioane (o creştere de 32% faţă de 1985). [9].

Un cuptor cu microunde pentru utilizări casnice conţine o cavitate rezonantă în care se încălzesc preparatele, generatorul de microunde, antena de omogenizare a cîmpului de microunde în cavitatea rezonantă, panoul de comandă şi control, sistemul de etanşare şi protecţie împotriva scăpărilor microundelor.

Utilizarea cuptorului cu microunde în gospodăriile casnice presupune precizarea tenologiei de preparare a alimentelor în astfel de cuptoare.

În acest sens trebuie cunoscut faptul că adîncimea de pătrundere a microundelor în materialul dielectric este dată de relaţia:

$$d = \frac{\lambda_0}{2\pi \operatorname{tg} \delta \sqrt{\varepsilon_r}}, \text{ cm}, \qquad (8)$$

unde:

λ_0 este lungimea de undă în aer corespunzătoare frecvenţei microundelor, cm.

Frecvenţa microundelor este reglementată pe plan internaţional. Pentru utilizări casnice se folosesc frecvenţele de 915 MHz şi 2 450 MHz.

Constanta dielectrică şi tangenta unghiului de pierderi au valori specifice fiecărui produs. Aceste valori sînt date în tabele.

Deoarece un cuptor se foloseşte pentru prepararea unei game variate de produse, trebuie ca tehnologia să ţină seama de influenţa tuturor factorilor care condiţionează calitatea tratamentului şi de dotarea tehnică a cuptorului cu elemente de control şi automatizare.

Comparativ cu un cuptor clasic cu aceeaşi dotare tehnică, cuptorul cu microunde prezintă avantaje importante şi anume:

— consum mai redus de materiale, ca urmare a eliminării izolaţiei termice;

— economii de energie electrică, ca urmare a faptului că la cuptorul cu microunde întreaga energie generată de magnetron este utilizată pentru încălzirea produsului introdus în camera rezonantă;

— reducerea substanţială a timpului afectat preparării produselor.

Din punct de vedere calitativ produsele preparate în cuptoare cu microunde sînt superioare celor preparate în cuptoare clasice.

2. Realizări şi perspective

Preocupaţi de realizarea programelor care vizează reducerea consumurilor energetice, specialiştii ICPE, în colaborare cu specialiştii din alte institute de cercetare şi din intreprinderi producătoare au elaborat unele soluţii şi produse cu performanţe superioare care evidenţiază potenţialul de creaţie şi în acest domeniu.

Astfel, cercetările efectuate în domeniul pompelor de căldură au condus la realizarea unui aparat de condiţionare, care asigură încălzirea de bază a unui volum de 55—60 m³, sau încălzirea de completare a unui volum de 90—100 m³, la o temperatură interioară de 18—22°C, pentru o temperatură exterioară de —5°C.

Experimentările efectuate la o temperatură exterioară de +2°C au evidenţiat că la 2 000 kcal/h coeficientul de utilizare a energiei este de 2,75 [10].

Funcţionarea aparatului este comandată de un termostat electronic de ambianţă, realizat de specialiştii ICPE.

O experienţă valoroasă s-a obţinut în utilizarea tehnologiilor cu microunde şi în realizarea de aparate de gătit cu microunde.

Cuptoarele realizate la ICPE, prin dotarea tehnică decare dispune, permit aplicarea unei game variate de tratament al produselor alimentare, cel e mai uzuale fiind decongelarea, prepararea, încălzirea, sterilizarea.

Au fost rezolvate cu succes problemele care condiţionează securitatea utilizatorilor.

Încercările efectuate în colaborare cu specialiştii catedrei de gastronomie din cadrul Centrului de perfecţionare a cadrelor din Ministerul Turismului au relevat avantajele deosebite ale acestor tehnologii, iar datele obţinute sînt sintetizate în tabelul 1.

Realizările obţinute în ţară, privind tuburile termice, precum şi instalaţiile de spălare cu ultrasunete sînt de natură să stimuleze preocupările specialiştilor pentru utilizarea acestora şi în domeniul casnic.

În cadrul ICPE s-au efectuat încercări de spălare a ţesăturilor într-o baie de spălare cu ultrasunete.

Baia de spălare cu ultrasunete este produsă la CFT-Iaşi. Ea este echipată cu un traductor de

Tabelul 1

Rezultate obținute la aplicarea tehnologiilor cu microunde pentru tratarea produselor alimentare

Operația	Durata, min/kg		Consumul de energie, kWh/kg	
	în cuptor clasic cu puterea de 1 000 W	în cuptor cu microunde cu puterea de 1 000 W	în cuptor clasic	în cuptor cu microunde
Decongelare carne	11	6,8	0,184	0,13
Prepararea fripturii de pasăre	35	18	0,59	0,3
Încălzire preparate din legume la 50°C	6,5	2,7	0,107	0,045
Încălzire preparate de patiserie la 50°C	1,6	1,1	0,027	0,0185

NOTĂ: Tratamentul în cuptorul clasic s-a efectuat după ce acesta a fost încălzit la temperatura necesară tratamentului.

Tabelul 2

Rezultate obținute la spălarea țesăturilor textile cu ultrasunete

Rezultate obținute / Procedeul utilizat	Durata, min	Consumul de energie electrică, kWh/kg	Aptitudinea de spălare, %*	Observații
Mașina automată de spălat „Automatic"	150	0,63	76,55	
În baie de spălare cu ultrasunete	20	0,14	81,5	Încercarea s-a efectuat cu pînză murdară conf. STAS, utilizînd ca detergnet „Perlan"

* S-a utilizat pînză krefeld cu gradul de alb 40%

ultrasunete tip TMO2, care funcționează cu frecvență de rezonanță 19,5 kHz fiind excitat de la un generator cu puterea de ieșire de 1 800 W.

Rezultatele obținute sînt prezentate în tabelul 2.

3. Concluzii

Din cele prezentate rezultă că în domeniul utilizării energiei electrice în scopuri casnice există posibilități largi de afirmare a cercetării științifice și tehnologice pentru elaborarea de soluții constructive, funcționale și de principii calitativ noi de prelucrare și tratare a produselor care să conducă la economii importante de energie.

În multe aplicații casnice noile soluții au în vedere modernizarea aparatelor și a tehnologiilor actuale prin electronizarea și automatizarea acestora.

În alte aplicații se simte nevoia introducerii unor procedee total diferite de cele actuale, care presupun o colaborare strînsă între specialiștii constructori și tehnologi în domeniu cu specialiștii din alte domenii (fizică, mecanică, chimie, industria ușoară, industria alimentară, etc.).

În abordarea problemelor care conduc la reducerea consumurilor energetice în exploatare la utilizator trebuie avute în vedere eforturile materiale și de muncă ce revin producătorilor și măsura în care acestea pot fi compensate prin economia de energie ce se realizează.

Bibliografie

[1] * * * Equipment design. În: Electrical Review vol. **204**, nr. 24, 22 iunie 1979, p. 17—29.

[2] Ercevill, Béatrice. Electronica în gospodărie. În: Le Monde Dimanche, Franța, 39, nr. 11600, 16 mai 1983, p. 35—47.

[3] * * * Jetsystem Zonussi ovvero il lavaggio a getto. In Apparecchi elettrodomestici. Nr. 2, februarie 1986, p. 58—60.

[4] * * * Demain, la France se chauffera a l'électricité. În: Le journal de la quincaillerie, ianuarie 1984, p. 21—28.

[5] *Smith, Head A. W.* L'energia solare egli impianti di riscaldamento. În: Apparecchi elettrodomestici. Nr. 2, 1984, p. 569—572.

[6] *Beligan., C. I.* Tubul termic. București, Editura Tehnică 1982.

[7] *Gherșgal, A. D., Fridman M. V.* Aparate cu ultrasunete. București, Editura tehnică, 1964.

[8] *Miron, D., Niculae, D.* Contribuția privind utilizarea de tehnologii cu microunde în industrie și alimentație. În: Lucrările ICPE, nr. 35, 1985.

[9] * * * Il forno a microonde nei principali mercati mondiali. În: Apparecchi Elettrodomestici. Nr. 1, 1986, p. 77—79.

[10] * * * Studiu tehnico-economic privind fabricarea condiționatoarelor de aer tip fereastră și a grupurilor frigorifice de condensare ICPE—1976.

CRONICI

EXPOZIŢIA „ELECTRONICA BULGARĂ"

În cadrul relaţiilor româno-bulgare în domeniul electronicii, la Sala Mică a Palatului R. S. România s-a deschis, în luna februarie, expoziţia „ELECTRONICA BULGARĂ" care a prezentat produse electronice din nomenclatorul de export al Intreprinderii bulgare de Comerţ Exterior ISOTIMPEX.

Expoziţia a cuprins cele mai noi produse electronice din sfera tehnicii de calcul,echipamentelor periferice, aparaturii electronice. Produsele expuse sînt fabricate de uzinele bulgare specializate în fabricarea sistemelor informaţionale şi de comunicaţii, a unităţilor cu discuri, sau cu bandă magnetică şi microprocesoarelor.

S-a remarcat computerul ISOT 1014 E, care poate efectua un milion de operaţii pe secundă, fiind dotat cu o memorie de 16 MBytes. Conectat la un procesor de tip EC 2700 viteza calculatorului poate fi mărită pînă la zece milioane de operaţii pe secundă.

Un alt produs apreciat de specialiştii români este minicalculatorul ISOT 1055 C de 32 Bytes, cu o capacitate a memoriei de 5 MB.

Pe lîngă o gamă diversificată de terminale inteligente şi calculatoare personale tip EC 1831 şi EC 1832, compatibile cu echipamentele IBM PC şi, respectiv, cu IBM PC/XT au mai fost prezentate case de marcat electronice cu aplicaţii la caseriile magazinelor, hotelurilor şi restaurantelor. Totodată, s-a mai remarcat sistemul electronic pentru efectuarea rezervărilor de camere la hoteluri, compus dintr-un calculator şi o casă de marcat electronică.

Expoziţia s-a bucurat de aprecierea specialiştilor români în domeniu, contribuind la dezvoltarea relaţiilor româno-bulgare.

G. Andrei

* * *

NOUTĂŢI ÎN DOMENIUL MAŞINILOR-UNELTE DIN REPUBLICA DEMOCRATĂ GERMANĂ

Dispunînd de un considerabil potenţial de cercetare, studiu şi fabricaţie, branşa industrială maşini-unelte şi scule WMW din Republica Democrată Germană realizează o gamă largă de maşini-unelte de calitate, performante şi fiabile, pentru strunjire, rectificare, aşchierea angrenajelor , alezare, frezare, robotizare şi deformare la cald şi la rece.

WMW pune la dispoziţia utilizatorilor utilaje, dispozitive de prindere şi de montaj de uzinare moderne, ca şi maşini, utilaje şi raţionalizări cu soluţii optime de aplicare.

Sistem de fabricaţie variabil pentru piesele în mandrină FMS F 250/3-2

Sistemul, fabricat de VEB Werkzeugmaschinenkombinat „7 Oktober" — Berlin, şi VEB Werkzeugmaschinenfabrik „Herman Matern" Magdeburg, este executat pentru strunjirea economică a pieselor în mandrină, pentru fabricaţia de serie mică şi mijlocie. Maşinile de tip DF 2/CNC, echipate cu comandă CNC 600, care asigură un mare randament şi o înaltă precizie a pieselor, stau la baza acestui sistem. Alimentarea şi evacuarea pieselor la maşini sau de la maşini, respectiv depozitele de piese, se realizează cu ajutorul robotului IR 2/S IRS 600. Două depozite circulare SpR—F permit stocarea a pînă la 72 piese. Combinarea ingenioasă a modulelor fundamentale verificare-maşină-robot-depozit, adaptarea şi sortarea pieselor, folosirea elementelor de siguranţă şi manevrarea optimă permit automatizarea în fabricaţia de serie mică şi mijlocie.

Aplicaţii

Acest sistem de fabricaţie este prevăzut pentru exploatarea în :

- fabricarea angrenajelor ;
- industria de maşini-unelte ;
- metalurgie ;
- fabricarea armăturilor ;
- uzinarea rulmenţilor ;
- industria automobilelor.

Randament şi avantaje la beneficiari

- Rigiditate mare şi comandă fiabilă.
- Integrare de comenzi CNC ultraflexibile
- Spaţiu de lucru bine conceput.
- Timpi de transformare foarte reduşi.

Precizia
— Conform tehnologiei pînă la 30 μm.

Acest sistem foloseşte la prelucrarea unor piese diverse, strînse în mandrină, în producţia de serie mică şi medie ; asigură execuţie eficientă în procesul de fabricaţie automatizată şi în regim permanent, aproape fără operatori.

Module
— 2 strunguri pentru piese în mandrină DF 2/CNC.
— 1 robot industrial cu montant IR 2/S2 în 5 axe : 3 axe cu comandă numerică.
— 2 depozite circulare cu mişcare în cadenţă SpR—F prevăzute cu un dispozitiv de cadenţă şi un depozit circular multiplan.
— 2 module de depozitare şi răsturnare.

Dispozitive de protecţie
Echipament productiv şi de precizie.
— Finisare complet automatizată.
— Timpi de prelucrare foarte reduşi.
— Variabilitate mare şi necesar redus de operatori.
— Timpi de transformare foarte mici.
— Productivitate sporită.
— Programare uniformă a sistemului.

Depozite de piese
— Diametrul exterior al paletei 850 mm
— Capacitatea de stocaj în 6 planuri 36 piese
— Tensiunea de service, 3 faze 380 V
— Puterea conectată 0,16 W

Sistemul are dimensiunile de 8 500 mm lungime şi 7 500 mm lăţime.

* * *

Sistem de fabricaţie variabil FMS 250/1 pentru uzinarea pieselor rotunde şi în formă de carter

Acest sistem este elaborat pentru industria prelucrării metalelor, uzinarea prin ridicarea aşchiilor de la piesele prelucrate, de formă rotundă sau carter. Modulele fundamentale folosite sînt celulele flexibile de fabricaţie FC 400 K/2.5 pentru frezare şi alezare şi FC DFS 2/2 pentru strunjirea pieselor şi arborilor în mandrină.

Sistemul de fabricaţie variabil este comandat printr-un calculator ROBOTRON tip K 1650. Urmărind planul de livrări de produse, se pune problema fabricaţiei pe o perioadă de mai multe zile, a comenzii planificate, ca şi a uzinării în termen a pieselor pentru o zi. La baza acestora stă planificarea comenzii, referitoare la grupe de maşini şi crearea condiţiilor de proces referitoare la operaţia în cauză, comportînd programele, sculele şi dispozitivele. Printre acestea se numără dispunerea spaţiului, coordonarea transportului, comanda la postul de lucru şi comanda sculelor şi dispozitivelor.

Operatorul primeşte datele de la calculator, iar dispecerul are posibilitatea de introducere a deciziilor operaţionale în ciclul de fabricaţie. Desfăşurarea ciclului în celulele de fabricaţie se efectuează fără operator. Operaţiile de prelucrare se semnalizează cu ajutorul apelului operatorului emis de calculator. Înregistrarea programului NC, ca şi punerea în funcţiune a sculelor şi dispozitivelor sînt organizate prin operator.

Urmărind tipul piesei, piesele pregătite sînt pozate pe paletele plate ale sistemului şi aranjate în poziţie stabilită prin elemente speciale de fixare. Paletele suportă de la 8 la 80 piese. După apelul calculatorului are loc intrarea acestor palete în sistemul de fabricaţie variabil, ca şi transportul automatizat la postul respectiv de uzinaj, cu ajutorul robotului de transport ghidat prin directoare.

Uzinarea se efectuează în două pînă la patru operaţii, piesele sînt repuse pe palete şi introduse în sistem cu robotul de transport. Paralel cu încărcarea şi transportul dispozitivelor şi sculelor se efectuează evacuarea şpanului.

Calitatea fabricaţiei este asigurată prin controlul automat cu mijloace de palpare a măsurilor în celulele de fabricaţie, prin controlul manual după uzinare şi prin controlul final al pieselor.

Acest produs este o parte dintr-un sistem total servind la fabricarea elementelor motoarelor electrice, a căror exploatare conduce la creşterea productivităţii de la 170 la 220 %, reducînd cu 50 % timpul de manevrare a pieselor.

* * *

Strungul de mare randament pentru piese strînse în mandrină şi între puncte, cu comandă CNC DFS 1/CNC

Este vorba de o nouă maşină-unealtă DFS 1/CNC — cel mai mic strung din seria DFS, care uzinează piese strînse în puncte, în mandrină şi în bucşe.

Maşina este echipată cu tehnica CNC cea mai modernă, cu un mare confort de manevrare şi programare, cu o contra-păpuşă cu deplasare automată, un mare număr de dispozitive auxiliare şi trepte de extensie şi o comandă CNC în 4 axe, care permit uzinarea seriilor mici, orientate pe necesar, fabricarea fără stocaj şi în termene scurte.

Date tehnice
— Diametrul de rotaţie 355 mm.
— Diametrul de strunjire pe toată lungimea max 200 mm.
— Lungimea de strunjire 630 mm.
— Puterea de comandă 20 W.
— Game de viteze : I 16—4 800 rot/min.
II 20—6 300 rot/min.
— Fixare unelte 12.

— Viteză rapidă longitudinală 12 m/min.
— viteză rapidă transversală 6 m/min.

* * *

Mașină de rectificat cilindric exterior pentru fabricație variabilă cu comandă prin microprocesor SA 6/2×1000—CNC

SA6/2—CNC este o dezvoltare orientată spre rezolvarea problemelor de viitor, executată pe baza mașinii de rectificat exterior SA6. Ea reunește avantajele unei concepții solide și fiabile cu avantajele tehnicii noi de comandă CNC.

Mașina prezintă avantaje în uzinarea pieselor lungi cu diametre diferite, în seriile mici și mijlocii.

Uzinarea totală se face cu comanda măsurii (aparate de măsură în multe puncte, gama de măsuri de la 20 la 210 mm) într-o singură fixare.

SA6/2—CNC este livrabil pentru rectificări de piese lungi de 1 000, 1 500 și 2 000 mm în diferite variante de execuție — de la mașina individuală standard pînă la mașina automată orientată pe sistemul pentru exploatare în celule de fabricație cu comandă de proces.

Cu noua mașină SA6/2—CNC, VEB Werkzeugmaschinenkombinat „7 Oktober"—Berlin oferă utilizatorilor condiții determinante de calitate și randament cum sînt :

— timp minim de reglaj și prelucrare ;

— poziționare în viteză rapidă ;

— parcurs al cursei moarte și comunicare prin măsurare prin contact ;

— programare simplă prin direcția operatorului și cicluri de rectificare date mașinii sau programare în parametri NC pe benzi perforate în pregătirea funcționării ;

— programare simultană a uzinării.

Prin subpresarea sistemelor hidraulice de avans se obține o mare rigiditate termică a ansamblului sistemului.

SA 6/2—CNC dispune de comandă CNC în 4 axe pentru următoarele mișcări :

— prinderea pasului căruciorului de rectificare (axa X) ;

— deplasarea longitudinală a mesei—piesă (axa Z) ;

— deplasarea palpatoarelor de la aparatul de măsură în multiple puncte (axa Y) ;

— deplasarea aparatului de măsură în multiple puncte în direcția axei piesei (axa W).

La această mașină se folosește comanda numerică CNC 700G, dezvoltată special pentru rectificarea cilindrică a fabricii VEB Numerik „Karl Marx". Tehnologia comenzii permite o adaptare a mașinii la problemele de uzinare ale beneficiarului și extinderea mașinii pînă la sistemele de fabricație completă.

Este posibilă și adaptarea altor sisteme de comandă.

Date tehnice

— Între puncte 910, 1 410, 1 910 mm.
— Diametrul maxim al piesei de rectificat 433 mm.
— Înălțimea punctelor 180 mm.
— Greutatea între puncte 500 kg.
— Greutatea pe broșa portpiesă 125 kg.
— Vitezele programabile ale piesei 11...355 rot/min.
— Înclinația mesei portpiesă max. 10°/8°30'/7°.
— Comanda de contur
— Antrenare motor de c.c.
— Gama deplasamentului 324 mm.
— Sistemul de măsurare în lungime (rezoluție 0,5 μm).

G. Andrei

MŰSZAKI INFORMÁCIÓS SZOLGÁLAT BUDAPEST 1983

E 2040/1

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL • 35 • NR. 4 • IUNIE 1987

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 35 Nr. 4 iunie 1987

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.3.018.44 : 621.313.045.13

MOTOR SINCRON
CONVERTIZOR STATIC
CUPLU ELECTROMAGNETIC

Răduţi, C., Ţigler, M. : **Particularităţi privind cuplul electromagnetic al maşinii sincrone alimentată de la convertizor static de frecvenţă.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 4, iunie 1987, p. 133

Convertizoarele statice de frecvenţă produc tensiuni, respectiv curenţi nesinusoidali avînd ca efect o comportare diferită a maşinii sincrone, în raport cu alimentarea acesteia cu tensiuni şi curenţi sinusoidali. În lucrare s-a dedus o relaţie de calcul pentru cuplul instantaneu, dezvoltat de un motor sincron alimentat de la un convertizor static de frecvenţă, care asigură o undă dreptunghiulară a curentului din circuitul statoric. Totodată, se prezintă o serie de sugestii pentru reducerea pulsaţiilor cuplului electromagnetic.

CZ 681.142 : 538.667.4

ECUAŢII PARABOLICE
MODELARE
CALCULATOR ANALOGIC
CALCULATOR ANALOG—HIBRID

Sasu Mimi : **Rezolvarea analogică şi analog-hibridă a unei ecuaţii parabolice, cu aplicaţie la sistemele cu simetrie radială.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 4, iunie 1987, p. 137

Lucrarea prezintă două metode numerice de calcul utilizate pentru rezolvarea unei ecuaţii diferenţiale cu derivate parţiale de tip parabolic şi anume : metoda DSCT (continuous time, discrete space), şi metoda CSDT (continuous space, discrete time). De asemenea, se prezintă schemele de modelare analogică şi analog-hibridă concepute în acest scop, precum şi rezultatele de calcul obţinute. Compararea metodelor de calcul utilizate a permis stabilirea celei mai adecvate metode pentru rezolvarea ecuaţiei parabolice, cu aplicaţie la sistemele de simetrie radială, în cazul utilizării calculatoarelor electronice de tip analogic şi analog-hibrid.

CZ 621.316.5 : 621.313.2

INVERTOR DE CURENT
MOTOR PAS CU PAS
FRECVENŢA DE SINCRONISM

Voiculescu, E. : **Invertor de curent pentru acţionări rapide cu motor pas cu pas.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 4, iunie 1987, p. 144

Lucrarea se referă la un procedeu de creştere a frecvenţei maxime de sincronism prin modul de alimentare : sursa de tensiune care alimentează motorul este înlocuită cu generatoare liniare de curent constant. Se obţine astfel un regim dinamic net superior.

CZ 621.3.148

TEHNICA TENSIUNILOR ÎNALTE
DESCĂRCĂRI ELECTRICE ÎN INTERVALE LUNGI DE AER

Tuşaliu, P., Bălăşoiu, T., Chelaru, R. : **Model probabilistic şi verificări experimentale ale propagării unui leader la descărcările în intervale lungi de aer.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 4, iunie 1987, p. 150

Este prezentat un model probabilistic ce conduce la interpretarea pur geometrică a principalilor parametri ai leaderului unei descărcări într-un interval lung de aer şi rezultatele experimentale obţinute în urma încercărilor pentru verificarea premiselor teoretice.

CZ 628.937 : 621.317.33

INTERFAŢA ELECTROD/ELECTROLIT
DIFUZIE NESTAŢIONARĂ
CAPACITATE DIFERENŢIALĂ

Mitrache, I. : **Fenomene tranzitorii (de relaxare) în sisteme electrochimice, în cazul variaţiei în trepte a curentului total.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 4, iunie 1987, p. 158

Se deduc ecuaţii pentru dependenţele de timp ale tensiunii imprimate suplimentare „măsurată", tensiunii imprimate suplimentare, intensităţilor curentului de încărcare a stratului dublu electric şi curentului faradaic, în cazul variaţiei în trepte a curentului total, luînd în consideraţie difuzia nestaţionară, căderea ohmică de tensiune şi influenţa capacităţii diferenţiale a stratului dublu electric.

RECENZII 161

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. ing. C. APETREI ; dr. ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică :GRETA ANDREI

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.3.018.44: 621.313.045.13

СИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
СТАТИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ

Рэдуци, К., Циглер, М.: **Особенности относительно электромагнитного момента синхронной машины, питаемой от статического преобразователя частоты.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35,** №. 4, июнь 1987 г., стр. 133

Статические преобразователи частоты производят напряжения, соответственно несинусоидальные токи, имея в результате неодинаковое поведение синхронной машины, в зависимости от питания этой синусоидальными напряжениями и токами. В работе заключилось расчётное отношение мгновенного момента, развитого синхронным двигателем, питаемым от статического преобразователя частоты, который обеспечивает прямоугольную волну тока статорного контура.

УДК 681.142: 538.667.4

ПАРАБОЛИЧЕСКОЕ УРАВНЕНИЕ
МОДЕЛИРОВАНИЕ
ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЕ МОДЕЛИРУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО
ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ КОМБИНИРОВАННАЯ МАШИНА

Сасу Мими: **Решение аналогичное и аналого-гибридное параболического уравнения, с применением в системах радиальной симметрии.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35,** № 4, июнь 1987 г., стр. 137

Работа представляет два цифровых метода вычисления применяемые для решения одного дифференциального уравнения с частными производными типа параболических, то есть: метод DSCT (continuous time, discrete space), и метод CSDT (continuous space, discrete time). Также представляются схемы аналогического моделирования и аналого-гибридного с формулированные с этой целью, как и расчёты полученных результатов.

УДК 621.316.5: 621.313.2

ИНВЕРТОР ТОКА
ШАГОВЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
ЧАСТОТА СИНХРОНИЗМА

Войкулеску, Е.: **Инвертор тока для быстрых приводов с шаговыми двигателями.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35,** № 4, июнь 1987 г., стр. 144

Работа представляет процесс увеличения максимальной частоты синхронизма способом питания: источник напряжения, который питает двигатель заменен линейными генераторами постоянного течения. Так получается динамический режим определенно наивысший.

УДК 621.3.048

ТЕХНИКА ВЫСОКИХ НАПРЯЖЕНИЙ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ РАЗРЯДЫ В ДЛИННЫХ ИНТЕРВАЛАХ ВОЗДУХА

Тушалиу, П., Бэлэшою, Т., Келару, Р.: **Модель вероятности и экспериментальные проверки распространения леадер в разгрузках длинных интервалах воздуха.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35,** № 4, июнь 1987 г., стр. 150

Представлена модель вероятности, которая ведёт к натуральному истолкованию главных параметров леадер разгрузки длинного интервала воздуха и экспериментальным результатам, полученным вследствии испытаний для проверки теоретических предпосылок.

УДК 628.937: 621.317.33

ИНТЕРФЕЙС ЭЛЕКТРОД/ЭЛЕКТРОЛИТ
НЕСТАЦИОНАРНАЯ ДИФФУЗИЯ
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНАЯ ЕМКОСТЬ

Митраке, И.: **Нестационарные процессы (релаксации) в электрохимических системах, в случае ступенчатой вариации суммарного тока.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35,** № 4, июнь 1987 г., стр. 158

Выводятся уравнения выражающие зависимость от времени запечатливающего дополнительного „измеренного" напряжения, дополнительного запечатливающего напряжения, сила тока зарядки двойного электрического слоя и фарадного тока, в случае ступенчатой вариации суммарного тока, имея ввиду нестационарную диффузию, охмическое падение напряжения и влияние дифференциальной ёмкости двойного электрического слоя.

РЕЦЕНЗИЯ 161

INHALT

DK 621.3.018.44 : 621.313.045.13

SYNCHRONMOTOR
STATISCHER FREQUENZUMFORMER
ELEKTROMAGNETISCHES DREHMOMENT

Răduţi, C., Ţigler, M.: **Besonderheiten bezüglich des elektromagnetischen Drehmomentes der vom statischen Frequenzumformer gespeisten Synchronmaschine.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** Nr. 4, Juni 1987, S. 133

Die statischen Frequenzumformer erzeugen nichtsinusförmige Spannungen und Ströme die ein verschiedenes Verhalten der Synchronmaschine, abhängig von ihrer Speisung mit sinusförmigen Strömen und Spannungen bewirken. Im Beitrag wird eine Beziehung zur Berechnung des augenblicklichen Drechmomentes eines Synchronmotors, gespeist von einem statischen Frequenzumformer, der eine rechteckige Welle des Stromes aus dem Statorkreis liefert, abgeleitet.

DK 681.142 : 538.667.4

PARABOLGLEICHUNGEN
MODELLIERUNG
ANALOGRECHNER, HYBRIDRECHNER

Sasu Mimi : **Die analogische und analog-hybride Lösung einer Parabolgleichung mit Anwendungen bei den Systemen mit Radialsymmetrie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** Nr. 4, Juni 1987, S. 137

Im Beitrag werden zwei numerische Rechenmethoden zur Lösung einer parabolischen Differentialgleichung mit partiellen Derivaten und zwar : die DSCT-Methode (continuous time, discrete space) und die CSDT-Methode (continuous space, discrete time) vorgestellt. Es werden weiterhin die zu diesem Zweck erarbeiteten analogischen und analog-hybriden Modellierungsschemata sowie die erhaltenen Rechenergebnisse vorgestellt.

DK 621.316.5 : 621.313.2

STROMRICHTER
SCHRITTMOTOR
SYNCHRONFREQUENZ

Voiculescu, E. : **Stromrichter für schnelle Antriebe mit Schrittmotoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 4, Juni 1987, S. 144

Der Beitrag beschreibt ein Verfahren zur Vergrösserung der maximalen Synchronfrequenz durch die Versorgungsart : die Spannungsquelle die den Motor speist, wird durch lineare Konstantstromgeneratoren ersetzt. Es wird somit eine viel bessere dynamische Betriebsweise erhalten.

DK 621.3.048

HOCHSPANNUNGSTECHNIK
ELEKTRISCHE ENTLADUNGEN IN GROSSEN LUFTABSTÄNDEN

Tuşaliu, P., Bălăşoiu, T., Chelaru, R. : **Wahrscheinlichkeitsmodell und experimentelle Prüfungen der Fortpflanzung eines Leaders bei den Entladungen in grossen Luftabständen.**

E.E.A. — **Electrotechnica 35**, Nr. 4, Juni 1987, S. 150

Es werden ein Wahrscheinlichkeitsmodell, das zu einer rein geometrischen Interpretierung der wichtigsten Parameter des Leaders einer Entladung in einem grossen Luftabstand führt, sowie die durch die Prüfungen zur Untersuchung der theoretischen Voraussetzungen erhaltenen experimentellen Ergebnisse vorgestellt.

DK 628.937.621.317.33

SCHNITTSTELLE ELEKTROD/ELEKTROLYT
NICHTSTATIONÄRE DIFFUSION
DIFFERENTIELLE KAPAZITÄT

Mitrache, I. : **Transiente (Relaxations-) Vorgänge in elektrochemischen Systemen, im Fall der stufenweisen Verängerung des Totalstromes.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 4, Juni 1987, S. 158

Es werden Gleichungen für die Zeitabhängigkeiten der „gemessenen" zusätzlichen aufgeprägten Spannung, der zusätzlichen aufgeprägten Spannung, der Intensität des Ladestromes der doppelt — elektrischen Schicht und des Faradaystromes im Fall der Stufenweisen Veränderung des Totalstromes, unter Berücksichtigung der nichtstationären Diffusion, des ohmischen Spannungsabfalls und des Einflusses der differentiellen Kapazität der doppelt-elektrischen Schicht abgeleitet.

CONTENTS

DC 621.3.018.44 : 621.313.045.13

SYNCHRONOUS MOTOR
STATIC FREQUENCY CONVERTER
ELECTROMAGNETIC TORQUE

Răduţi, C., Ţigler, M. : **The electromagnetic torque of synchronous motors supplied by static frequency convertors.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, No. 4, June 1987, p. 133

The feeding of the synchronous motors by static frequency convertors has the result a different behaviour of the machine towards the case of this feeding with sinusoidal voltages and currents. In this paper is determined the instantaneous torque of a synchronous motors supplied by static frequency convertors.

DC 681.142 :538.667.4

PARABOLIC EQUATIONS
MODELLING
ANALOGUE COMPUTER, HYBRID COMPUTER

Sasu Mimi : **Analogue and analogue-hybrid solving of a parabolic equation, with applications to the radial symmetry systems.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, No. 4, June 1987, p. 137

In the work, two computation numerical methods, used for solving a parabolic type differential equation with partial derivatives are presented : the DSCT method (continuous time, discrete space) and the CSDT method (continuous space, discrete time). Also, there are presented the analogue and analogue-hybrid modelling diagrams, conceived for this purpose as well as the computation results obtained.

DC 621.316.5 :.621.313.2

CURRENT INVERTER
STEP-BY-STEP MOTOR
SYNCHRONISM FREQUENCY

Voiculescu, E. : **Current inverter for fast drivings with step-by-step motor.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, No. 4, June 1987, p. 144

The work presents a procedure of increasing the synchronism maximum frequency by means of the supply mode : the motor suppling voltage source is replaced by constant current linear generators. Thus, a dynamic state, definitely superior is obtained.

DC 621.3.048

HIGH VOLTAGE TECHNIQUE

Tuşaliu, P., Bălăşoiu, T., Chelaru, R. : **Probablistic model and experimental testings of a leader propagation during discharges in long air gaps.**

E.E.A. — **Electrotechnica 35**, No. 4, June 1987, p. 150

A probabilistic model, leading to a purely geometrical interpretation of the main parameters of a leader of a discharge in a long air gap and the experimental results of the testings, conducted in view to check the theoretical premises, are presented.

DC 628.937 : 621.317.33

ELECTRODE/ELECTROLYTE INTERFACE
NON-STATIONARY DIFFUSION
DIFFERENTIAL CAPACITY

Mitrache, I. : **Transient phenomena (of relaxation) in electrochemical systems, in case the total current step-by-step variation.**

E.E.A. – **Electrotehnica 35**, No. 4, June 1987, p. 158

Equations for the ,,measured'' supplimentary imposed voltage, the supplimentary imposed voltage, the electric double layer loading current intensity and the faradic current time variations, in case of the total current step-by-step variation, taking into account the non-stationary diffusion, the voltage ohmic drop and the influence of the electric double layer differential capacity, are developed.

RECENSION 161

SOMMAIRE

CD 621.3.018.44 : 621.313.045.13

MOTEUR SYNCRONE
CONVERTISSEUR STATIQUE
COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Răduți, C., Țigler, M. : **Particularités concernant le couple électromagnétique de la machine synchrone alimentée par un convertisseur statique de fréquence.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 4, Juin 1987, p. 133

Les convertisseurs statiques de fréquence génèrent des des tensions, respectivement des courants non-sinusoïdaux ayant comme effect un comportement différent de la machine synchrone, par rapport à l'alimentation de celle-ci en tensions et courants sinusoïdaux. Dans ce travail on déduit une relation de calcul pour le couple instantané, développé par un moteur synchrone alimenté par un convertisseur statique de fréquence assurant une onde rectangulaire du courant du circuit du stator.

CD 681.142 : 538.667.4

EQUATIONS PARABOLIQUES
MODÉLISATION
ORDINATEUR ANALOGIQUÉ, ORDINATEUR HYBRIDE

Sasu, M. : **Solution analogique et analogique-hybride d'une équation parabolique, à utilisation aux systemes à symétrie radiale.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 4, Juin 1987, p. 137

Le travail présente deux méthodes numériques de calcul utilisées pour résoudre une équation différentielle à dérivées partielles de type parabolique, à savoir : le méthode DSCT (temps continu, espace discret) et la méthode CSDT (espace continu, temps discret). On y présente également les schémas de modélisation analogique et analogique-hybride conçus dans ce but-ci, ainsi que les résultats de calcul obtenus.

CD.621.316.5 : 621.313.2

INVERSEUR DE COURANT
MOTEUR PAS À PAS
FRÉQUENCE DE SYNCHRONISME

Voiculescu, E. : **Inverseur de courant pour entraînements rapides à moteur pas à pas.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 4, Juin 1987, p. 144

Le travail se réfère à un procédé de croissance de la fréquence maximale de synchronisme par le mode d'alimentation : la source de tension qui alimente le moteur est remplacée par des générateurs linéaires de courant constant. On obtenient de la sorte un régime dynamique tout à fait supérieur.

CD 621.3.048

TECHNIQUE DE HAUTES TENSIONS
DÉCHARGES ÉLECTRIQUES SUR DE LONGUES DISTANCES DISRUPTIVES

Tușaliu, P., Bălășoiu, T., Chelaru, R. : **Modèle probabilistique et vérifications expérimentales de la propagation d'un leader aux décharges sur de longues distances disruptives.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 4, Juin 1987, p. 150

On y présente un modèle probabilistique qui mène à l'interprétation géométrique des principaux paramètres du leader d'une décharge sur une longue distance disruptive et les résultats expérimentaux obtenus par suite aux essais effectués afin de vérifier les prémisses théoriques.

CD 628.937 : 621.317.33

INTERFACE ÉLECTRODE/ÉLECTROLYTE
DIFFUSION NON-STATIONNAIRE
CAPACITÉ DIFFÉRENTIELLE

Mitrache, I. : **Phénomènes transitoires (d'équilibre) dans les systèmes électrochimiques, dans le cas de la variation progressive du courant total.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 4, Juin 1987, p. 158

On y déduit des équations pour les dépendances de temps de la tension supplémentaire ,,mesurée'', de la tension supplémentaire et des intensités du courant de charge de la couche double électrique et du courant Faraday, dans le cas de la variation progressive du courant total, tout en tenant compte de la diffusion non-stationnaire, de la chute ohmique de tension et de l'influence de la capacité différentielle de la couche double électrique.

RECENSION 161

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

CZ 621.3.018.44; 621.313.045.13

MOTOR SINCRON
CONVERTIZOR STATIC
CUPLU ELECTROMAGNETIC

Particularităţi privind cuplul electromagnetic al maşinii sincrone alimentată de la convertizor static de frecvenţă

CONSTANTIN RĂDUŢI, MATILDA ŢIGLER*—BUCUREŞTI

Introducere

Alimentarea motoarelor sincrone de la convertizoare statice de frecvenţă are ca rezultat o comportare diferită a maşinii faţă de cazul alimentării sale cu tensiuni şi curenţi sinusoidali. În acest context un rol important îl prezintă caracterul pulsator al cuplului electromagnetic dezvoltat de motor.

În lucrare se utilizează analiza Fourier, care se bazează pe descompunerea curentului din circuitul statoric într-o sumă de semnale sinusoidale de armonici $6k \pm 1$ care alimentează separat maşina, efectul global constînd din însumarea efectelor parţiale. Pe această cale se determină curenţii şi fluxurile magnetice totale în sistemul de coordonate (d, q, o) şi, în final, cuplul electromagnetic dezvoltat de maşină. S-a preferat această metodă întrucît prilejuieşte concluzii directe asupra proiectării motoarelor sincrone alimentate cu undă dreptunghiulară de curent.

1. Analiza armonică a undei de curent

În figura 1 se prezintă schema invertorului de curent care alimentează înfăşurarea statorică a motorului sincron. Acesta conţine tiristoarele $T_1 - T_6$, condensatoarele de stingere $C_1 - C_6$ conectate între faze şi diodele $D_1 - D_6$, care permit încărcarea şi descărcarea condensatoarelor.

Unul din principalele inconveniente ale invertorului de curent îl constituie forma curentului de ieşire şi anume blocuri dreptunghiulare de curent de 120° electrice, figura 2. Motorul sincron alimentat cu un astfel de curent produce cupluri oscilante care sînt dăunătoare sistemului de acţionare, în special la frecvenţe joase.

În cazul alimentării motorului sincron cu aceste blocuri de curent de 120° electrice, curentul din maşină se descompune, alături de fundamentala f_1 într-o serie de armonici cu frecvenţa $f_k = f_1 \cdot (6k \pm 1)$ unde $k = 1, 2, 3, \ldots$ [1].

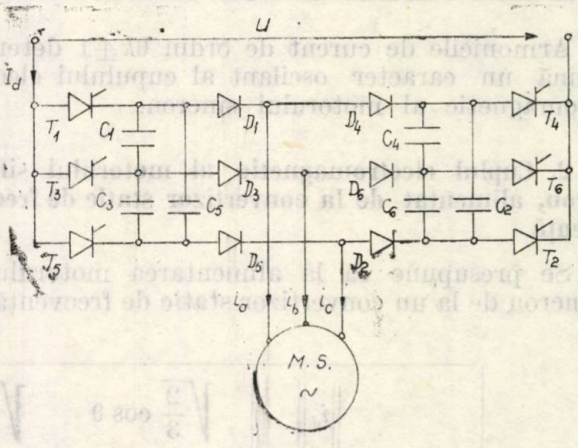


Fig. 1. Motor sincron alimentat de la invertor de curent.

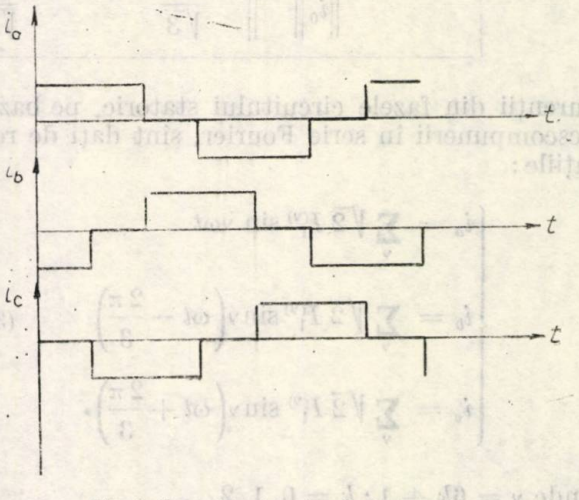


Fig. 2. Curenţii din circuitul statoric.

* Dr. ing. *C. Răduţi* este conferenţiar, iar dr. ing. *M. Ţigler* este şef de lucrări la Institutul Politehnic — Bucureşti.

Utilizînd dezvoltarea în serie Fourier a acestui curent de formă dreptunghiulară, se obține;

$$i_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left(\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\,\omega t - \right.$$
$$\left. - \frac{1}{7} \sin 7\,\omega t \ldots \right), \qquad (1)$$

unde I_d este curentul continuu furnizat de circuitul intermediar. Valoarea efectivă a fundamentalei este :

$$I_1^{(1)} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d. \qquad (2)$$

În tabelul 1 se prezintă conținutul armonic pentru această formă de undă de curent.

Tabelul 1

Ordin armonică	1	5	7	11	13	17	19
$I_1^{(\nu)}/I_1^{(1)}$	1	0,2	0,143	0,091	0,077	0,059	0,0525

Armonicile de curent de ordin $6k \pm 1$ determină un caracter oscilant al cuplului electromagnetic al motorului sincron.

2. Cuplul electromagnetic al motorului sincron, alimentat de la convertizor static de frecvență

Se presupune că la alimentarea motorului sincron de la un convertizor static de frecvență, curenții din fazele circuitului statoric, pe baza descompunerii în serie Fourier, sînt dați de relațiile :

$$\begin{cases} i_a = \sum\limits_{\nu} \sqrt{2}\, I_1^{(\nu)} \sin \nu\omega t \\ i_b = \sum\limits_{\nu} \sqrt{2}\, I_1^{(\nu)} \sin \nu\left(\omega t - \dfrac{2\pi}{3}\right) \\ i_c = \sum\limits_{\nu} \sqrt{2}\, I_1^{(\nu)} \sin \nu\left(\omega t + \dfrac{2\pi}{3}\right), \end{cases} \qquad (3)$$

unde $\nu = 6k \pm 1$; $k = 0, 1, 2 \ldots$

În sistemul de axe (d, q, o), ecuațiile de tensiuni, în cazul particular al mărimilor continue, sînt [2] :

$$\begin{cases} u_d = Ri_d - \psi_q \dfrac{d\vartheta}{dt} \\ u_q = Ri_q + \psi_d \dfrac{d\vartheta}{dt} \\ u_0 = Ri_0, \end{cases} \qquad (4)$$

unde, expresiile fluxurilor magnetice totale ψ_d și ψ_q, în absența amortizării, sînt date de relațiile :

$$\begin{cases} \psi_d = L_d \cdot i_d + M_f' \cdot i_f \\ \psi_q = L_q \cdot i_q. \end{cases} \qquad (5)$$

S-au folosit notațiile;

R — rezistența pe fază a înfășurării statorice;

L_d — inductivitatea sincronă longitudinală;

L_q — inductivitatea sincronă transversală;

$M_f' = \sqrt{\frac{3}{2}}\, M_f$ — inductivitatea mutuală dintre stator și rotor;

i_f — curentul din circuitul rotoric.

Mărimile de fază i_a, i_b, i_c se pot înlocui prin noile variabile i_d, i_q, i_0 prin intermediul matricei de conexiune $\|S\|$, [2];

$$\|i\|_{d,q,o} = \|S\| \cdot \|i\|_{a,b,c},$$

sau :

$$\begin{Vmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \cos\vartheta & \sqrt{\frac{2}{3}} \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{2}{3}} \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sqrt{\frac{2}{3}} \sin\vartheta & -\sqrt{\frac{2}{3}} \sin\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sqrt{\frac{2}{3}} \sin\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{Vmatrix}, \qquad (6)$$

ϑ reprezintă unghiul dintre axa rotorului și axa fazei a din stator.

Expresia cuplului electromagnetic dezvoltat de mașină este;

$$m = p(i_q \cdot \psi_d - i_d \cdot \psi_q), \qquad (7)$$

unde p este numărul de perechi de poli ai mașinii. Introducînd în relația (7) expresiile fluxurilor magnetice ψ_d și ψ_q date de relațiile (5), se obține :

$$m = p[(L_d - L_q)\, i_d \cdot i_q + M_f' \cdot i_q \cdot i_f]. \qquad (8)$$

În regim staționar, $\vartheta = \omega t$, unde ω este pulsația tensiunii de alimentare. Noile expresii de calcul ale curenților din circuitul statoric în

sistemul de axe (d, q, o) sînt date de relaţiile (6), în care se înlocuieşte (3). Se obţin :

$$i_d = \frac{2}{\sqrt{3}} \sum_{\nu} I_1^{(\nu)} \left[\cos\omega t \cdot \sin\nu\omega t + \right.$$

$$+ \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\nu\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) +$$

$$\left. + \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\nu\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right], \quad (9)$$

$$i_q = -\frac{2}{\sqrt{3}} \sum_{\nu} I_1^{(\nu)} \left[\sin\omega t \cdot \sin\nu\omega t + \right.$$

$$+ \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\nu\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) +$$

$$\left. + \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\nu\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right]. \quad (10)$$

Expresiile curenţilor i_d şi i_q daţi de relaţiile (9) şi (10) nu sînt constante în timp ca în cazul alimentării maşinii sincrone de la o sursă de tensiune sinusoidală, ci în ele se reflectă pulsaţiile cauzate de prezenţa convertizorului static de frecvenţă.

Expresia curentului din circuitul rotoric se obţine din ecuaţia de tensiuni a acestui circuit :

$$u_f = R_f \cdot i_f + L_f \frac{\mathrm{d}i_f}{\mathrm{d}t} + M_f' \frac{di_d}{\mathrm{d}t}. \quad (11)$$

Ţinînd seama de relaţiile (6), (9) şi (11) se obţine, pentru curentul din circuitul rotoric :

$$i_f = \frac{u_f}{R_f} - \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\omega M_f'}{Z_f} \sum_{\nu} I_1^{(\nu)} \left[\sin\left(\omega t - \alpha_f\right) \cdot \right.$$

$$\cdot \sin\nu\omega t + \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_f\right) \cdot$$

$$\cdot \sin\nu\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_f\right) \cdot$$

$$\left. \cdot \sin\nu\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right], \quad (12)$$

unde s-au folosit notaţiile ;

$$\begin{cases} Z_f = \sqrt{R_f^2 + \omega^2 L_f^2} \\ \alpha_f = \operatorname{arctg} \dfrac{L_f \omega}{R_f}. \end{cases}$$

Cu acestea, fluxurile magnetice totale din axele d, respectiv q, devin ;

$$\psi_d = L_d \frac{2}{\sqrt{3}} \sum_{\nu} I_1^{(\nu)} \left[\cos\omega t \cdot \sin\nu\omega t + \right.$$

$$+ \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\nu\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) +$$

$$\left. + \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\nu\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right] +$$

$$+ M_f' \left\{ \frac{u_f}{R_f} - \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\omega M_f'}{Z_f} \sum_{\nu} I_1^{(\nu)} \left[\sin(\omega t - \alpha_f) \cdot \right.\right.$$

$$\cdot \sin\nu\omega t + \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_f\right) \cdot \sin\nu\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) +$$

$$\left.\left. + \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_f\right) \cdot \sin\nu\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right]\right\}, \quad (13)$$

$$\psi_q = -L_q \frac{2}{\sqrt{3}} \sum_{\nu} I_1^{(\nu)} \left[\sin\omega t \cdot \sin\nu\omega t + \right.$$

$$+ \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\nu\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) +$$

$$\left. + \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\nu\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right]. \quad (14)$$

Introducînd relaţiile (9), (10), (13) şi (14) în relaţia (8) se obţine, pentru cuplul electromagnetic dezvoltat de maşina sincronă, în cazul alimentării sale de la un convertizor static de de frecvenţă expresia ;

$$m = p(L_d - L_q) \cdot \left\langle \frac{2}{\sqrt{3}} \sum_{\nu} I_1^{(\nu)} \left[\cos\omega t \cdot \sin\nu\omega t + \right.\right.$$

$$+ \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\nu\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) +$$

$$\left.\left. + \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\nu\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right]\right\rangle \cdot$$

$$\cdot \left\langle -\frac{2}{\sqrt{3}} \sum_{\nu} I_1^{(\nu)} \left[\sin\omega t \cdot \sin\nu\omega t + \right.\right.$$

$$+ \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\nu\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) +$$

$$\left.\left. + \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\nu\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right]\right\rangle +$$

$$+ pM'_f \left\langle -\frac{2}{\sqrt{3}} \sum_{\nu} I_1^{(\nu)} \left[\sin\omega t \cdot \sin\nu\omega t + \right.\right.$$

$$+ \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\nu\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) +$$

$$\left.\left. + \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\nu\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \right\rangle \cdot$$

$$\cdot \left\langle \frac{u_f}{R_f} - \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\omega M'_f}{Z_f} \sum_{\nu} I_1^{(\nu)} \left[\sin(\omega t - \alpha_f) \cdot \right.\right.$$

$$\cdot \sin\nu\omega t + \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_f\right) \cdot \sin\nu\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) +$$

$$\left.\left. + \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \alpha_f\right) \cdot \sin\nu\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \right\rangle \cdot \tag{15}$$

S-a analizat motorul sincron avînd următoarele date; $P_N = 2\,000$ kW; $U_N = 6\,000$ V; $\cos\varphi = 0{,}8$; $\eta = 0{,}92$; $I_N = 262$ A; $X_d = 16{,}6\ \Omega$; $X_q = 10{,}6\ \Omega$. În figura 3 s-a reprezentat variația în timp a cuplului electromagnetic dezvoltat de acest motor. Se constată caracterul pulsator al cuplului electromagnetic dezvoltat de mașina sincronă alimentată de la convertizor static de frecvență. Cuplul este dependent de variația curentului din circuitul statoric al mașinii.

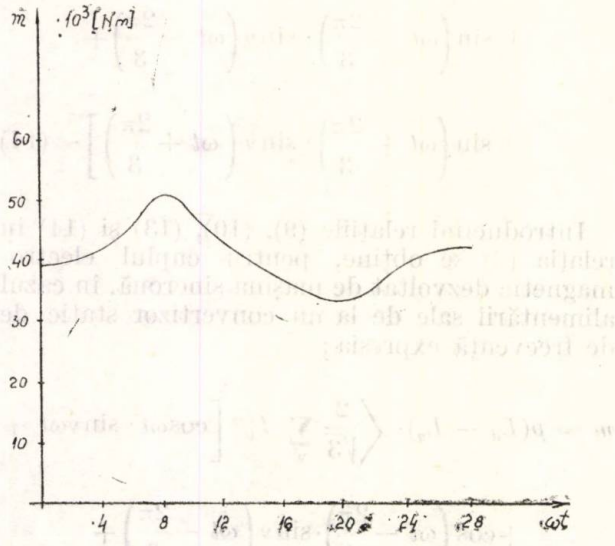


Fig. 3. Variația în timp a cuplului electromagnetic al unui motor sincron alimentat de la invertor de curent.

3. Procedee de diminuare a pulsațiilor cuplului

Practica acționărilor cu motoare sincrone, comandate prin convertizoare statice, a arătat că reducerea pulsațiilor cuplului electromagnetic dezvoltat de mașină privește atît proiectarea specială a motorului sincron, cît și performanțele sistemului de control al motorului.

A. În aplicațiile în care viteza de răspuns este determinantă, constanta de timp a fenomenelor tranzitorii electromagnetice începe să fie comparabilă cu cea a fenomenelor tranzitorii dinamice. Din acest punct de vedere motorul sincron are o reactanță sincronă importantă și constanta de timp ajunge de ordinul secundelor, ceea ce constituie un impediment în acționările electrice de mare supleță. Prin urmare, o problemă de cea mai mare pondere la proiectarea motoarelor sincrone comandate prin convertizoare statice de frecvență constă în reducerea inductanțelor.

a. La motoarele sincrone mici inductanțele pot fi reduse prin:

1 — adoptarea unui intrefier mărit;

2 — încărcări electrice (densitatea de curent, A/m) mai reduse decît cele magnetice (inducția B în întrefier și în diferitele zone ale circuitului magnetic);

3 — utilizarea magneților permanenți, în special a magneților permanenți din pămînturi rare, de tipul Cobalt — Samariu;

4 — pas scurtat la înfășurarea indusă;

5 — înclinarea crestăturilor din stator cu un pas dentar.

b. La motoarele sincrone mari, pe lîngă măsurile de la punctul *a*, o importanță majoră o are prevederea unei înfășurări de amortizare care reduce simțitor reactanța sincronă. La motoarele sincrone foarte mari, în scopul limitării efectului de refulare a curentului trebuie examinată necesitatea transpozițiilor la barele coliviei de amortizoare.

B. În ceea ce privește tehnica de comandă a motoarelor sincrone, pot fi luate în considerație următoarele sugestii pentru reducerea pulsațiilor cuplului electromagnetic;

1 — utilizarea unei forme particulare de curent și a unei distribuții a fluxului de excitație (din circuitul rotoric) ca cea sinusoidală, trapezoidală sau pătrată;

2 — număr mare de faze ale invertorului.

Utilizarea unei distribuții de cîmp sinusoidală reduce armonicile de înfășurare, deci reduce pulsațiile cuplului electromagnetic, dar efectul negativ asociat este acela de scădere a cuplului mediu. Cuplul mediu este proporțional cu factorul de înfășurare fundamental și este neafectat de numărul de faze. Se menționează că factorii de înfășurare intervin în expresiile inductivităților. Formularea este echivalentă cu îmbunătățirea tensiunii magnetomotoare în întrefierul mașinii. Se sugerează utilizarea unui motor sincron cu două seturi de înfășurări statorice, decalate la 30° între ele și alimentate fiecare de la cîte un invertor [3].

4. Concluzii

Prin alimentarea motorului sincron de la un convertizor static de frecvenţă se constată un caracter pulsator al cuplului electromagnetic dezvoltat de maşină. Folosind descompunerea în serie Fourier a curentului statoric, s-a obţinut o sumă de semnale sinusoidale de armonici ($6k \pm 1$) care alimentează separat maşina şi s-a determinat cuplul electromagnetic dezvoltat de maşină pe principiul însumării efectelor parţiale. Metoda este relativ simplă, prezentînd dezavantajul descompunerii în serie Fourier a unor semnale care nu sînt continue pe porţiuni şi deci nederivabile, conducînd la serii cu convergenţă slabă, care necesită mulţi termeni.

În lucrare se fac o serie de sugestii care privesc fie proiectarea motorului sincron care urmează să fie alimentat de la convertizor static de frecvenţă, sau tehnica de comandă a sistemului şi care au ca efect diminuarea pulsaţiilor cuplului electromagnetic.

Bibliografie

[1] *Măgureanu, R., Micu, D.* Convertizoare statice de frecvenţă în acţionări cu motoare asincrone, Editura Tehnică, Bucureşti, 1985.

[2] *Bălă, C.* Maşini electrice, Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1982.

[3] *Gopakumar, K.* Modified current source invertor fed induction motor drive with reduced torque pulsations. In ; I..E.E. Proc. vol. **131**, pt. B, no. 4, 1984.

CZ 681.142 : 538.667.4

ECUAŢII PARABOLICE
MODELARE
CALCULATOR ANALOGIC
CALCULATOR ANALOG-HIBRID

Rezolvarea analogică şi analog-hibridă a unei ecuaţii parabolice, cu aplicaţie la sistemele cu simetrie radială

MIMI SASU* — BUCUREŞTI

1. Stadiul actual al problemei

Sistemele fizice naturale sau create de om sînt sisteme în care diferitele mărimi fizice ca: temperatura, presiunea, concentraţia, undele electromagnetice, undele acustice etc., sînt funcţii atît de coordonate spaţiale ataşate acestor sisteme, cît şi de timp. Astfel de sisteme, denumite şi sisteme cu constante distribuite, sînt descrise de ecuaţiile fizicii matematice.

Procesele în care mărimile fizice nu depind de timp, ci numai de spaţiu, sînt descrise de ecuaţii cu derivate parţiale de tip eliptic, iar cele nestaţionare (dependente şi de spaţiu şi de timp) sînt descrise cu ajutorul ecuaţiilor de tip hiperbolic şi parabolic [1 — 4]. Rezolvarea acestor ecuaţii este impusă de necesitatea rezolvării unor probleme practice, ca de exemplu:

— conductibilitatea căldurii în bare metalice masive, conducte cilindrice, rotoare de turbine, corpuri metalice sferice;

— difuzia gazelor şi determinarea concentraţiilor;

— determinarea presiunii şi debitului în conducte pentru transportul fluidelor şi gazelor;

— determinarea cîmpului de presiune în zăcămintele petroliere, în scopul optimizării extracţiei şi dispunerii sondelor;

— determinarea cîmpului de temperatură în zăcămintele petroliere după injectarea unor agenţi calorici în stratul productiv;

— procese de dezgheţare, evaporare, recristalizare;

— determinarea concentraţiei diferitelor substanţe nocive şi impurităţilor în studiul problemelor de poluare;

— determinarea cîmpului electromagnetic din rotoarele maşinilor electrice;

— determinarea caracteristicilor de amortizare a vibraţiilor la mijloacele de transport;

— studiul undelor electromagnetice în vid, în dielectric, în medii disipative şi în zona antenelor de radioemisie;

— propagarea undelor acustice în diverse medii.

Metodele de rezolvare analitică a ecuaţiilor cu derivate parţiale (Ritz, Galerkin, Kontorovici) sînt puţin utilizate practic, din mai multe motive:

— soluţia este determinată, de obicei, pentru domenii cu o formă geometrică simplă, în timp ce nevoile practice implică configuraţii cu geometrie complexă;

— condiţiile la limită nu sînt date totdeauna prin expresii analitice, iar condiţiile iniţiale pot fi distincte pe diverse porţiuni;

* Dr. ing. *Sasu, M.* este cercetător ştiinţific principal în Institutul de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică, ICPE — Bucureşti.

— soluția analitică a ecuațiilor cu derivate parțiale este, de regulă, o sumă de funcții speciale, care necesită calcule laborioase.

Din aceste motive s-au dezvoltat și se aplică pe scară din ce în ce mai largă metodele aproximative de calcul [5 — 14]. Acestea asigură fie o expresie analitică aproximativă a soluției căutate, fie valorile soluției pe un domeniu limitat spațiu-timp.

Printre metodele aproximative de soluționare a ecuațiilor cu derivate parțiale, odată cu apariția calculatoarelor analogice, numerice și hibride, s-a dezvoltat metoda diferențelor finite. Metoda constă în construirea în spațiul uni, bi- sau tridimensional (la care se asociază timpul în cazul ecuațiilor de tip hiperbolic și parabolic) a unei rețele în nodurile căreia se determină soluția.

Dacă se presupune că problema care se studiază are soluție și această soluție este unică, principalele probleme care se ridică sînt următoarele : precizia, condiția de consistență, stabilitatea și convergența soluției ecuației cu diferențe finite către soluția ecuației diferențiale inițiale.

Instabilitatea potențială la efectuarea calculelor este o proprietate a ecuației însăși, ea depinzînd și de direcția de integrare pe calculatorul electronic utilizat. Instabilitatea numerică depinde de : schema numerică adoptată pentru calculator (modul de aproximare a derivatelor parțiale), mărimea pașilor de discretizare pe fiecare variabilă și de raportul acestora.

De menționat că, dintre ecuațiile cu derivate parțiale, eliptice, hiperbolice și parabolice, mai dificile, din punct de vedere al stabilității la calcul, sînt cele de tip parabolic.

O metodă utilizată în cazul soluționării ecuațiilor de tip parabolic pe calculatoare analogice este „metoda dreptelor" și constă în aproximarea ecuației cu derivate parțiale printr-un sistem de ecuații diferențiale ordinare, integrabile pe un traiect unidimensional din domeniul spațiu-timp.

Integrarea se poate face paralel cu axa timpului, metoda DSCT (continuous time, discrete space), paralel cu variabila spațiu, metoda CSDT (continuous space, discrete time) sau neparalel cu nici una dintre axe, metoda caracteristicilor.

Pentru creșterea preciziei se utilizează tehnici hibride de calcul, derivata parțială în raport cu spațiul aproximîndu-se printr-o expresie cu diferențe finite de un ordin superior. Calculele se execută în partea numerică a calculatorului hibrid și se introduc periodic sub formă de corecții la soluția obținută analogic (diferențe finite de ordin redus).

Procedeul cel mai utilizat în ultimul timp, datorită numărului redus de elemente de calcul necesare, este metoda CSDT, specifică calculatoarelor hibride. Ea prezintă însă dezavantajul instabilității la calcul, determinată de procesul discretizării timpului, pe de o parte și integrării în raport cu spațiul pe un domeniu limitat, pe de altă parte.

Sistemul de ecuații diferențiale ordinare, rezultat din discretizarea timpului, reprezintă o succesiune de probleme bilocale, la a căror rezolvare apare mai supărător fenomenul de acumulare a erorii de integrare analogică. În plus, apare situația dublei integrări în raport cu spațiul și necunoașterea condiției inițiale pentru derivată. Apare astfel necesitatea unui procedeu iterativ de calcul.

O cale de soluționare a unei probleme bilocale de acest tip este descompunerea ecuației de ordinul II, instabilă la calcul, în două ecuații de ordinul I, stabile [8, 9].

Se consideră o ecuație cu derivate parțiale de tip parabolic de forma :

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} = \frac{1}{\alpha}\frac{\partial U}{\partial t}. \tag{1}$$

Cu metoda diferențelor finite, discretizînd timpul, ecuația (1) se poate scrie sub forma unei ecuații cu derivate drepte, tot de ordiul II :

$$\frac{d^2 U_j}{dx^2} = \frac{U_j - U_{j-1}}{\alpha \Delta t}, \quad (j = 1, \ldots, n). \tag{2}$$

Operatorul de ordinul II din ecuația (2) se poate descompune în doi operatori de ordinul I :

$$L = \left(\frac{d}{dx} - \lambda_F(x)\right)\cdot\left(\frac{d}{dx} - \lambda_B(x)\right), \tag{3}$$

condițiile de stabilitate fiind :

$$\lambda_F(x) \leqslant 0\,; \quad \lambda_B(x) \geqslant 0. \tag{4}$$

Aproximarea cu diferențe finite a derivatei în raport cu timpul constituie o sursă de eroare de ordinul Δt. Precizia poate fi îmbunătățită prin metode de interpolare.

2. Prezentarea ecuației parabolice

S-a urmărit rezolvarea următoarei ecuații diferențiale cu derivate parțiale de tip prabolic :

$$\frac{\partial^2 T}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial T}{\partial r} = \frac{1}{\alpha}\frac{\partial T}{\partial t}, \tag{5}$$

cu condițiile inițaile și la limită :

$$T(r, 0) = 10°\text{C}\,;\ 200°\text{C},$$
$$T(r_i, t) = T_a = 200°\text{C}, \tag{6}$$
$$T(r_e, t) = T_b = 10°\text{C}.$$

Dacă se normează ecuaţia (5) prin transformarea :

$$\bar{T} = \frac{T - T_b}{T_a - T_b}, \tag{7}$$

condiţiile iniţiale şi la limită devin :

$$\begin{aligned} &\bar{T}(r, 0) = 0\,;\,1, \\ &\bar{T}(r_i, 0) = 1, \\ &\bar{T}(r_e, 0) = 0, \end{aligned} \tag{8}$$

parametrii α, r_i şi r_e avînd valorile :

$$\alpha = 1 \text{ cm}^2/\text{s}\,;\; r_i = 7 \text{ cm}\,;\; r_e = 8{,}6 \text{ cm}.$$

3. Metodele de calcul utilizate şi schemele de modelare

Pentru rezolvarea ecuaţiei parabolice prezentate mai înainte s-au utilizat diferite metode numerice de rezolvare.

3.1. Metoda numerică DSCT

Dacă se discretizează variabila $r = i\Delta r$ din ecuaţia (5) se obţine :

$$\frac{\partial T}{\partial r} = \frac{T_{i+1} - T_i}{\Delta r},$$

$$\frac{\partial^2 T}{\partial r^2} = \frac{T_{i+1} - 2T_i + T_{i-1}}{\Delta r^2}, \quad (i = 1, \ldots, n) \tag{9}$$

şi ecuaţia (5) se transformă într-un sistem de ecuaţii diferenţiale ordinare care, scris sub formă concentrată, este reprezentat prin următoarea relaţie :

$$\frac{\mathrm{d}T_i}{\mathrm{d}t} = \frac{\alpha}{\Delta r^2}\left(\frac{i+1}{i}\,T_{i+1} - \frac{2i+1}{i}\,T_i + T_{i-1}\right), \tag{10}$$

unde $i = 1, \ldots, n$.

Soluţiile obţinute prin discretizarea cu pas constant au sugerat ca fiind preferabilă o discretizare cu pas variabil, mai fină în zona $(r_i - r_1)$, respectiv în zona saltului de temperatură $T(r_i, t)$. Discretizarea efectuată este ilustrată în figura 1, unde s-a notat :

$$\Delta r = \frac{r_e - r_i}{16} = 1 \text{ mm}\,; \quad \Delta r' = 2\Delta r = 2 \text{ mm}.$$

În zona (r_i, r_1), pentru parametrul $\alpha = 1$ cm^2/s şi $\Delta r = 0{,}1$ cm, sistemul de ecuaţii (10) devine :

$$\frac{\mathrm{d}T_i}{\mathrm{d}t} = 10^{-2}\left(\frac{i+1}{i}\,T_{i+1} - \frac{2i+1}{i}\,T_i + T_{i-1}\right), \tag{11}$$

unde $i = 1, \ldots, 6$, iar în zona (r_1, r_e), unde $\Delta r' = 2\Delta r = 0{,}2$ cm, sistemul de ecuaţii (10) are forma :

$$\frac{dT_{i+6}}{dt} = \frac{10^{-2}}{4}\left(\frac{i+1}{i}\,T_{i+7} - \frac{2i+1}{i}\,T_{i+6} + T_{i+5}\right), \tag{12}$$

unde $i = 1, \ldots, 4$).

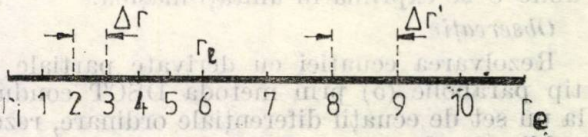


Fig. 1. Discretizarea spaţiului la metoda numerică DSCT cu pas variabil.

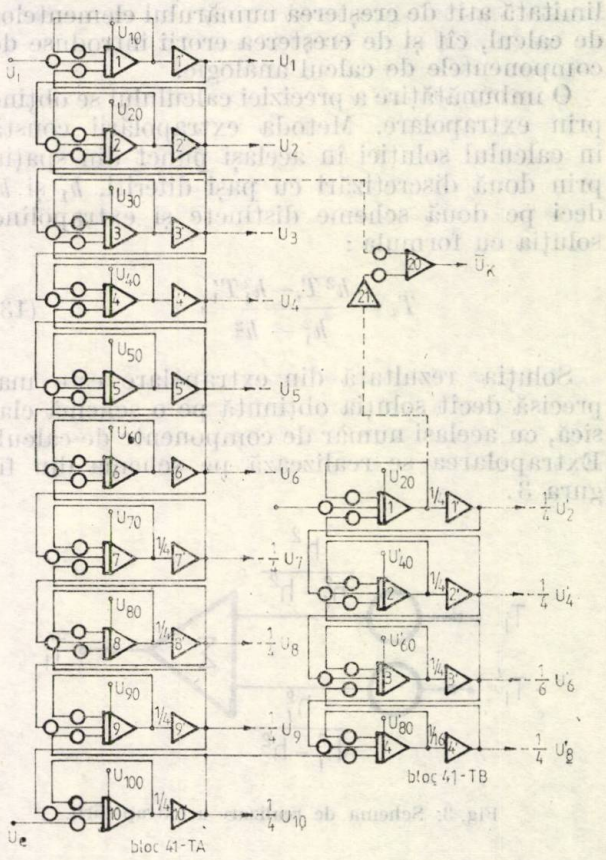


Fig. 2. Schema de modelare corespunzătoare metodei numerice DSCT.

Schema de modelare a sistemelor de ecuaţii (11) şi (12) este prezentată în figura 2. Ea a fost realizată pe calculatoarele analogice MEDA 41 TA şi MEDA 41 TB [15].

Pentru determinarea coeficientului scării de timp s-a calculat durata regimului tranzitoriu şi ţinînd seama că timpul optim de calcul pentru calculatorul analogic utilizat este de aproximativ 100 s, a rezultat că se poate practica o dilatare a timpului de maximum 4 ori. Dilatarea timpului este impusă de inerţia dispozitivului elec-

tromecanic de înregistrare (înregistrator de coordonate XY).

În ceea ce privește coeficientul scării de amplitudine, în cazul normării ecuației diferențiale (5), coeficientul de scară pentru variabila dependentă T este 1, iar etalonarea graficelor soluțiilor se face cu formula:

$$T = (T_a - T_b) \cdot U + T_b = 190\ U + 10\ [°C],$$

unde U se exprimă în unități-mașină.

Observație

Rezolvarea ecuației cu derivate parțiale de tip parabolic (5) prin metoda DSCT conduce la un set de ecuații diferențiale ordinare, rezolvabile simultan pe calculatorul analogic, cu o eroare de ordinul Δr^2. Reducerea erorii implică reducerea pasului de discretizare, care este însă limitată atît de creșterea numărului elementelor de calcul, cît și de creșterea erorii introduse de componentele de calcul analogic.

O îmbunătățire a preciziei calculului se obține prin extrapolare. Metoda extrapolării constă în calculul soluției în același punct din spațiu prin două discretizări cu pași diferiți, h_1 și h, deci pe două scheme distincte și extrapolînd soluția cu formula:

$$\bar{T}_i = \frac{h^2 T_i - h_1^2 T_i'}{h_1^2 - h^2}. \qquad (13)$$

Soluția rezultată din extrapolare este mai precisă decît soluția obținută pe o schemă clasică, cu același număr de componente de calcul. Extrapolarea se realizează pe schema din figura 3.

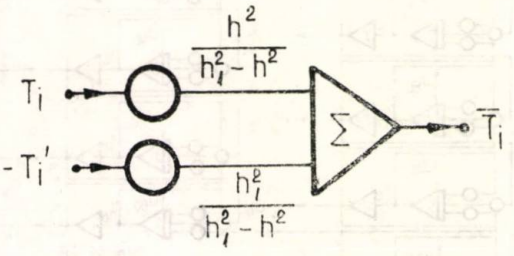


Fig. 3. Schema de realizare a extrapolării.

3.2. *Metoda numerică CSDT*

Ecuația (5) cu derivate parțiale se transformă prin discretizarea timpului într-un sistem de ecuații diferențiale ordinare de ordinul II:

$$\frac{d^2 T_k}{dr^2} + \frac{1}{r}\frac{dT_k}{dr} = \frac{T_k - T_{k-1}}{\alpha \Delta t}, \quad (k=1, \ldots, n). \qquad (14)$$

În acest caz este necesară condiția inițială pentru derivata $I - a$, $\frac{dT}{dt}(r_i)$, care nu se dă explicit și este necesar să fie iterată din condiția $T(r_e, t) = T_b$.

De asemenea, este necesară o memorie analogică în care să fie memorate soluțiile $T_k(r)$, pentru a fi redate în pasul de timp următor. Memorarea se face în n puncte, urmînd ca la citire curba să fie aproximată continuu cu diverse metode.

Ca metodă de aproximare s-a ales interpolarea liniară, realizată prin integrarea diferențelor dintre două valori memorate succesiv și plasate echidistant pe axa variabilei r. Pentru această ecuație, relativ simplă și necesitînd un număr redus de elemente de calcul, se poate renunța la memorie, evitînd astfel erorile de memorare și interpolare, prin realizarea unei scheme de calcul pentru fiecare pas de timp.

Iterarea se face cu ajutorul unei perechi de integratoare în regim de memorie. Cele două memorii necesare s-au realizat prin cîte 10 integratoare, corespunzînd celor 10 puncte memorate.

Pe calculator, variabila r devine τ, cu transformarea:

$$\tau[s] = K \left[\frac{s}{\text{cm}}\right] \cdot r[\text{cm}].$$

S-a ales un timp de calcul de 10 s, ceea ce implică un coeficient de transformare:

$$K = \frac{\tau}{r} = \frac{10}{1{,}6} = 6{,}25\ \text{s/cm}.$$

Datorită ciclului iterativ pe care îl implică schema de modelare, s-a ales ca unitate-calculator tensiunea de 1 V.

Schema completă de modelare este prezentată în figura 4. Ea a fost realizată pe calculatoarele analogice MEDA 41 TA și MEDA 41 TB, precum și pe calculatorul hibrid (iterativ) MEDA 41 TC.

Impulsurile de sincronizare se obțin pe o schemă de numărător zecimal, realizată cu circuite D— flop și JK — flop, în panoul logic al calculatorului hibrid (iterativ) MEDA 41 TC [16].

Pentru comanda integratoarelor 1′, ..., 10′ și 1″, ..., 10″, din calculatoarele analogice MEDA 41 TA și MEDA 41 TB, impulsurile de sincronizare sînt repetate de comparatoarele cu relee $K_1, \ldots, K_{10}$.

Potențiometrul P_{12} fixează coeficientul de pondere al iterației, iar potențiometrul P_{11} fixează condiția la limită $T(r_e) = T_b$. Variabila r se obține la ieșirea integratorului 10.

Grupul format din integratoarele 5 și 6, comparatoarele K_{11} și K_{12}, circuitul-poartă H_1 și comparatorul cu releu K comandă ieșirea din ciclul de iterație și modifică schema pentru calculul soluției în pasul de timp următor.

Integratoarele 7, 8 și 9, împreună cu inversoarele 3 și 4 și comutatorul electronic JS_1, realizează interpolarea liniară între punctele memorate pe integratoarele 1′, ..., 10′ și 1″, ..., 10″.

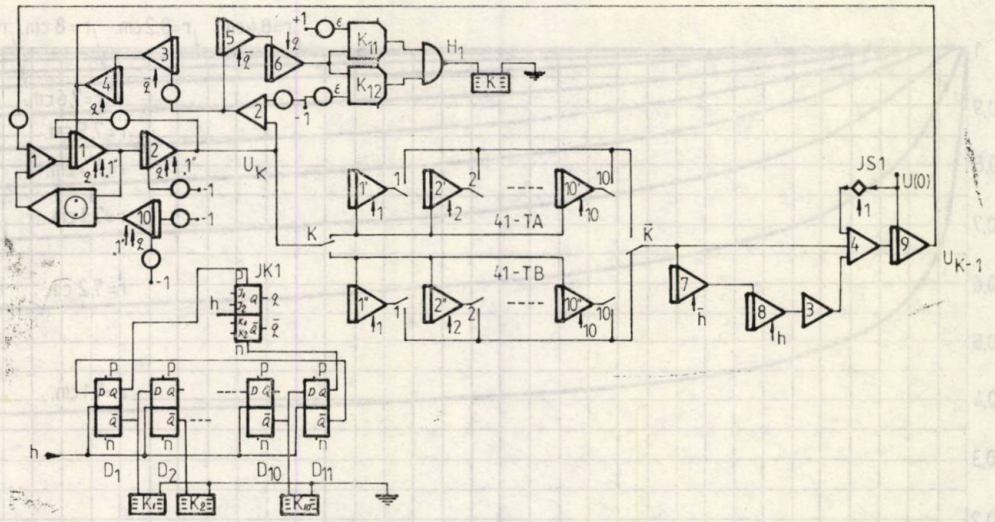


Fig. 4. Schema de modelare corespunzătoare metodei numerice CSDT.

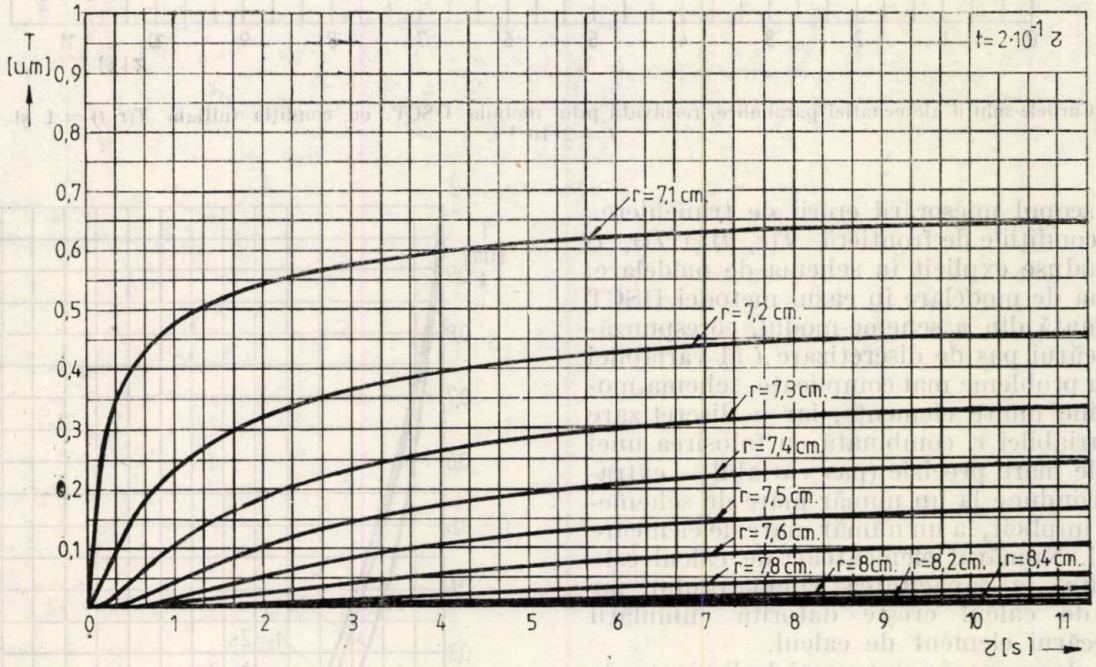


Fig. 5. Curbele-soluţii ale ecuaţiei parabolice, rezolvată prin metoda DSCT, cu condiţia iniţială $T(r, t) = 0$ şi pentru $t = 2 \cdot 10^{-1}\tau$

4. Rezultate de calcul

Dintre rezultatele de calcul obţinute sub formă grafică, cu ajutorul unui înregistrator de coordonate XY, în urma rezolvării ecuaţiei diferenţiale cu derivate parţiale de tip parabolic, cu diferite metode numerice de calcul şi în diferite condiţii de lucru, în această lucrare se prezintă, pentru exemplificare, cîteva din curbele-soluţii obţinute.

Astfel, în figurile 5 şi 6 sînt prezentate graficele-soluţii $T = T(t)$ ale ecuaţiei parabolice (5), rezolvată cu metoda DSCT cu pas variabil, cu condiţia iniţială $T(r, 0) = 0$ (fig. 5) şi, respectiv, $T(r, 0) = 1$ (fig. 6), pentru diferite valori ale parametrului „r".

În fine, în figura 7 se prezintă graficele-soluţii $T = T(r)$ ale ecuaţiei (5), rezolvată cu metoda CSDT, cu condiţia iniţială $T(r_i, 0) = 1$ şi pentru diferite valori ale parametrului „t".

5. Concluzii

Pentru rezolvarea unei ecuaţii diferenţiale cu derivate parţiale de tip parabolic avînd expresia (5) şi condiţii la limită de forma (8), cea mai adecvată metodă numerică de calcul este metoda DSCT, fiind stabilă la calcul, uşor programabilă pe calculator şi putînd fi perfecţio-

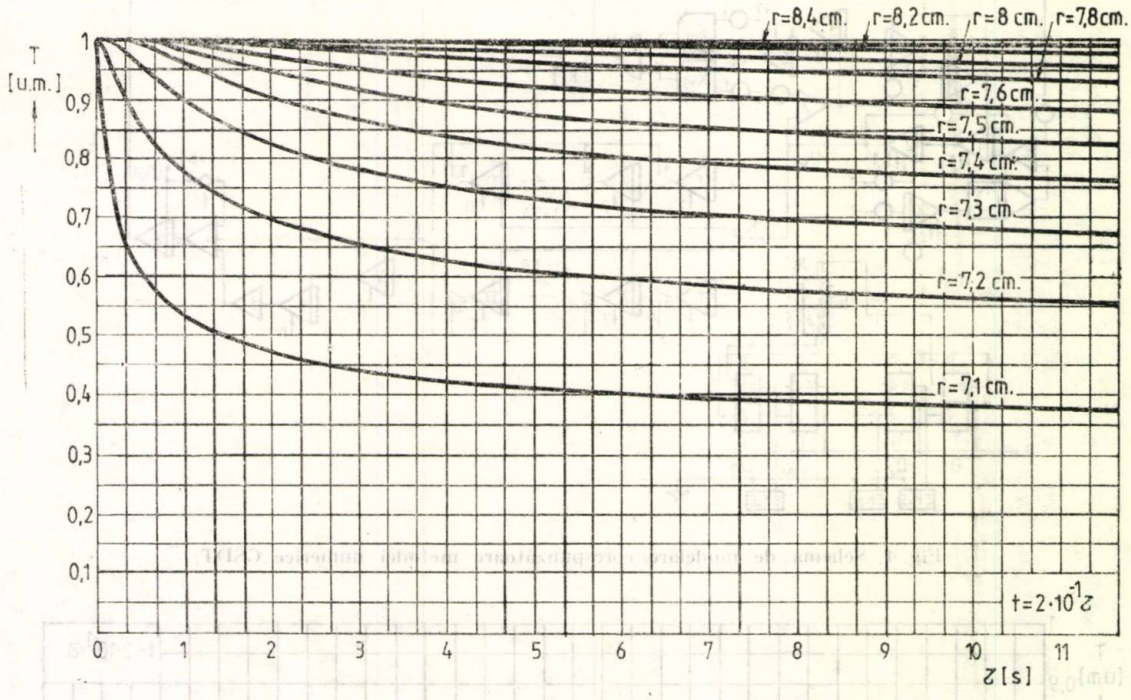


Fig. 6. Curbele-soluții ale ecuației parabolice, rezolvată prin metoda DSCT, cu condiția inițială $T(r, t) = 1$ și pentru $t = 2 \cdot 10^{-1} \tau$.

nată în scopul micșorării erorii de trunchiere. În plus, condițiile de frontieră $T(r_i, t)$ și $T(r_e, t)$ sînt introduse explicit în schema de modelare.

Schema de modelare în cazul metodei DSCT este formată din n scheme-modul, corespunzătoare fiecărui pas de discretizare i al variabilei r. Pentru probleme mai complicate, schema-modul conține multe elemente, iar o discretizare fină a variabilei r, combinată cu folosirea unei metode de mare precizie (pas variabil — extrapolare), conduce la un număr mare de scheme-modul și implicit, la un număr mare de elemente de calcul. Numărul elementelor de calcul este însă limitat la capacitatea calculatorului, iar eroarea de calcul crește datorită cumulării erorii fiecărui element de calcul.

Aceste dezavantaje sînt parțial eliminate de metoda numerică CSDT, în care ecuațiile (14), rezultate din discretizarea timpului, sînt soluționate succesiv pe aceeași schemă de modelare.

Soluția ecuației (14) este de forma:

$$T(r) = F(r) + B \exp. \left(\frac{r}{\sqrt{\alpha \Delta t}} \right), \qquad (15)$$

în care termenul secund din membrul drept al relației (15) are o creștere exponențială în timpul rulării și orice eroare a calculatorului, care afectează coeficientul B, conduce la o creștere exponențială a erorii pe intervalul (r_i, r_e).

Incrementul Δt trebuie redus în scopul micșorării erorii provenite din discretizare, dar acest lucru conduce la o creștere mai rapidă

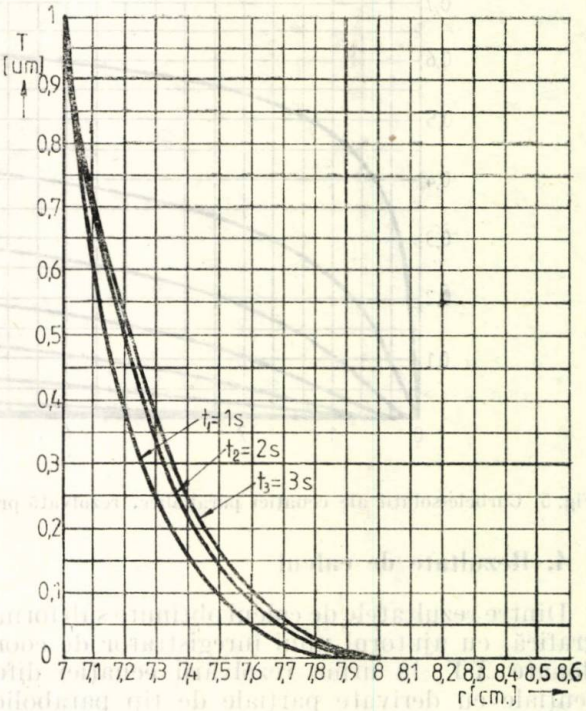


Fig. 7. Curbele-soluții ale ecuației parabolice, rezolvată prin metoda CSDT, cu condiția inițială $T(r, t) = 1$ și pentru $t = 1; 2; 3\ s$.

a zgomotului în calculator, datorită termenului secund din membrul drept al relației (15). În cazul de față zgomotul calculatorului intervine chiar în iterarea condiției $\frac{dT}{dt}(r_i)$, făcînd a-

proape imposibilă îndeplinirea condiției la limită $T(r_e, t) = 0$.

Deoarece procesul studiat are o variație foarte rapidă în apropierea saltului de temperatură, pentru a evita intrarea schemei de modelare în saturație, datorită derivei, se alege ca unitate-mașină tensiunea de 1 V. Funcționarea calculatorului la tensiuni mici este însă imprecisă, zgomotul relativ introdus în schemă, mai ales de către integratoarele care lucrează în regim de memorie, fiind sensibil mărit.

Curbele-soluții prezentate în figura 7 au fost obținute cu mare dificultate, alegîndu-se un increment Δt relativ mare, la limita zonelor de stabilitate și de saturație.

Folosirea unei ecuații cu diferențe finite, avînd eroarea de trunchiere Δt, explică precizia mai slabă a metodei CSDT și plasarea curbelor-soluții din figura 7, cu mult sub cele din figura 6, obținute prin metoda DSCT. Precizia metodei este afectată și de modul de memorare și de citire a soluției din pasul de timp precedent, memorare prin puncte și citire prin interpolare.

În concluzie, la nivelul tehnicii de calcul analogice și analog-hibride existente, metoda numerică cea mai adecvată pentru rezolvarea unei ecuații diferențiale cu derivate parțiale de tip parabolic, cum este cea analizată în această lucrare, s-a dovedit a fi metoda DSCT — pas dublu variabil — extrapolare.

Bibliografie

[1] *Vitkovitch, D.* Field analysis. Experimental and computational methods. D, Van Nostrand Company LTD, London-Princeton — New Jersey — Toronto — New York, 1966, 503 p.

[2] *Racoveanu, N., Dodescu, Gh., Mincu, I.* Metode numerice pentru ecuații cu derivate parțiale de tip hiperbolic. Editura Tehnică, București, 1976, 276 p.

[3] *Racoveanu, N., Dodescu, Gh., Mincu, I.* Metode numerice pentru ecuații cu derivate parțiale de tip parabolic. Editura Tehnică, București, 1977, 271 p.

[4] *Sasu, M.* Sisteme de modelare analogice, electrice și neelectrice. Aplicații în electrotehnică. Lucrările I.C.P.E., nr. 34, 1980, p. 153—165.

[5] *Vichnevetsky, R.* Generalized finite-difference approximations for the parallel solution of initial value problems. Simulation, No. 5, May 1969, p. 233—237.

[6] *Vichnevetsky, R.* State of the art in hybrid methods for partial differential equations. AICA—IFIP Int. Conf. on Hybrid Computation, Münich, Germany, Aug. 31—Sept. 4, 1970, p. 33—43.

[7] *Vichnevetsky, R., Tomalesky, A. W.* Incremental method for the hybrid computer simulation of a tubular heat exchanger. ACES Transactions, Vol. **III**, No. 3, March 1971, p. 57—61.

[8] *Vichnevetsky, R.* Hybrid methods for partial differential equations. Simulation, No. 4, April 1971, p. 169—180.

[9] *Vichnevetsky, R.* The method of descomposition for unstable twopoint boundary value problems. IEEE Transactions on Computers, August 1971, p. 910—914.

[10] *Vichnevetsky, R.* Stability charts of methods of lines for partial differential equations. Proc. of the sixth Annual Princeton Conference on Information Science and Systems, Princeton University, March 1972.

[11] *Vichnevetsky, R.* Physical criteria in computer methods for partial differential equations. Proc. of the Int. Assoc. for Analog Computation (AICA), Vol. **16**, No.1, January 1974, p. 3—16.

[12] *Vichnevetsky, R., Sandusky, H.* The shape of unstable numerical solutions of initial value problems. Departament of Computer Science, Rutgers University, DSC—TR/44, May 1976, p. 1—34.

[13] *Vichnevetsky, R.* Stability charts in the numerical approximation of partial differential equations: a review. Mathematics and Computers in Simulation, Vol. **XXI**, 1979, p. 170—177.

[14] *Sasu, M., Matei, A.* Analogous simulation of a parabolic type differential equation. Analogue and Hybrid Computers Seminar „16-th MEDA Seminar", Prague, March 20—22, 1979. Proceedings Part. 2, Praga 1979, p. 117—125.

[15] *Valenta, J., Škvor, V., Kotva, M.* Programming and solution of problems on the MEDA—T transistorized analog computers. ARITMA, N. P., Praha. Bratislava 1967, 141 p.

[16] *Dobiáš, K., Ebert, K.* Iterative analog computer MEDA 41 TC. Technical descriptions and programming instructions. Slowak Society for Science and Technics, Bratislava 1971, 197 p.

CZ 621.316.5 : 621.313.2

Invertor de curent pentru acționări rapide cu motor pas cu pas

EMIL VOICULESCU * — CLUJ-NAPOCA

Introducere

În majoritatea poziționărilor cu motoare pas cu pas (MPP) este avantajos ca motoarele să fie acționate rapid. Cu cît este mai mare frecvența de păşire a motorului, cu atît este mai scurt timpul de poziționare.

Pentru realizarea unor poziționări rapide, în ultimul deceniu s-a desfășurat o activitate de cercetare impresionantă pe plan mondial [1 — 8]. S-au creat motoare avînd unghiul de pas foarte mic și, în consecință, o mișcare lină la toate frecvențele de mers. Pentru îmbunătățirea comportamentului dinamic al motorului a fost căutată cea mai potrivită formă a curenților din faze, ajungîndu-se prin micropășire la curent de alimentare sinusoidal [3]. S-au experimentat profilurile optime de accelerare-decelerare : pentru fiecare tip de motor, chiar pentru fiecare acționare, profilul de accelerare-decelerare trebuie să fie altul [9].

S-a studiat funcționarea în circuit închis a motoarelor pas cu pas cu reacție de poziție de la rotor și s-au lansat pe piață multe tipuri de MPP cu traductorul optic încorporat [10].

Dintre numeroasele procedee de creștere a frecvenței de sincronism a motoarelor pas cu pas lucrarea tratează unul singur, privind modul de alimentare : înlocuirea sursei de alimentare, de obicei generator de tensiune continuă, cu generatoare de curent constant.

1. Principiul metodei

Capacitatea unui motor pas cu pas de a urmări frecvențe de comandă înalte depinde de măsura în care sursa de alimentare a motorului poate transfera rapid energie în fazele motorului. În acest transfer, constanta de timp a fazei :

$$\tau = \frac{L_{f\,\mathrm{med}}}{R_{f\,\mathrm{med}}}, \qquad (1)$$

joacă un rol important. Pentru obținerea unor fronturi de comutație rapide ale curentului fazei, trebuie mărită tensiunea de alimentare a motorului [11]. Pentru o anumită tensiune se obține cea mai avantajoasă caracteristică cuplu-frecvență, de obicei înainte de atingerea tensiunii-limită impusă de clasa de izolație a motorului. Alimentînd motorul la tensiuni și mai mari, cu curenți mai mari, nu rezultă frecvențe superioare de sincronism, nici cuplu mai mare [6]. Crește doar cantitatea de căldură produsă de motor și apare saturația circuitului magnetic. Tensiunea de alimentare, care permite obținerea celei mai avantajoase caracteristici cuplu-frecvență, superioară celei date în foaia de catalog a motorului, nu poate fi aplicată direct motorului : la frecvențe de comandă joase, sau în repaus, curenții din fazele motorului ar crește nepermis de mult.

Există mai multe procedee de limitare a curentului din fazele motorului :

1 — cu rezistențe legate în serie cu fazele [11];
2 — prin alimentarea cu două tensiuni [12];
3 — prin choppere [13].

În primul caz variațile cuplului rezistent aplicat rotorului, ca și modificarea t.c.e.m. induse, conduc la variații mari ale curenților din fazele motorului și, în consecință, la variații ale cuplului activ. Din această cauză frecvența maximă de sincronism ce se poate atinge este modestă. În plus, ajustările sînt dificile : la schimbarea tensiunii date de sursă, sau a motorului, trebuie inlocuite toate rezistențele și condensatoarele asociate.

Alimentarea cu două tensiuni complică schema de comandă a motorului. Dacă în cazul motoarelor mari acest fapt reprezintă un dezavantaj minor față de performanțele atinse [12], în cazul motoarelor de mică putere, mai ales a celor cu multe faze (8 de exemplu), complexitatea schemei nu se justifică.

Chopperele folosite la alimentarea motoarelor pas cu pas limitează curentul maxim absorbit prin comutația unor tranzistoare conectate în serie cu fazele. Împreună cu faza motorului, chopperul constituie un generator de curent constant în regim de comutație. Complicarea substanțială a schemei de comandă face ca și acest mod de alimentare să fie preferat în cazul motoarelor mari, cu cuplul motor de cel puțin cîțiva Nm. Chopperele autooscilante generează zgomote supărătoare în funcționarea de durată. Cele ultrasonore disipă puteri mari, care măresc gabaritul părții de putere.

Invertorul de curent descris în lucrare fixează curenții din fazele motorului prin două generatoare liniare de curent constant (fig. 1). Acea-

* asistent ing. *Voiculescu, E.* — Institutul Politehnic Cluj-Napoca.

sta limitează domeniul de utilizare al invertorului la acționarea motoarelor cu puteri absorbite de ordinul zecilor de waţi, în schimb permite obținerea unui regim dinamic calitativ superior. Perturbațiile introduse de sarcina cuplată la axul rotorului, ca și variațiile t.c.e.m. induse, nu modifică curenții din fazele motorului, controlați prin stabilizatoarele de curent. Rezultă astfel o frecvență de sincronism înaltă, superioară celei atinse la forțarea RC.

Avantajele acestui mod de alimentare față de cele anterior descrise sînt :

1 — simplitatea schemei, de aici și siguranța în funcționare;
2 — frecvența de sincronism înaltă;
3 — posibilitatea reglării dintr-un singur potențiometru a curenților fazelor, independent de tensiunea de alimentare folosită (V_2 în fig. 1 și 3) și de tipul motorului acționat;
4 — posibilitatea alimentării atît a motoarelor unipolare, cît și a celor bipolare;
5 — posibilitatea schimbării tensiunii de alimentare a invertorului în limite largi, fără afectarea funcționării; se schimbă însă caracteristica cuplu-frecvență;
6 — funcționarea invertorului este silențioasă.

În figura 1 este prezentată schema-bloc a invertorului de curent. El se compune din sursele de curent constant și contactoarele fazelor, legătura dintre aceste blocuri fiind făcută prin fazele motorului. Motorul acționat este unipolar, cu patru faze și este alimentat în secvență dublă : în fiecare moment două faze din patru sînt alimentate (fig. 2).

Datorită valorii relativ mari a tensiunii V_2, timpul de creștere al curenților din fazele motorului [1] :

$$t_r = \frac{L}{R} \ln \frac{V_2}{V_2 - RI}, \qquad (2)$$

este mult mai mic decît cel obținut fără forțare (timpul de creștere fără forțare este aproximativ $3L/R$). S-a notat cu R rezistența totală a circuitului unei faze, cu L indictivitatea medie a fazei, iar cu I valoarea prescrisă a curentului.

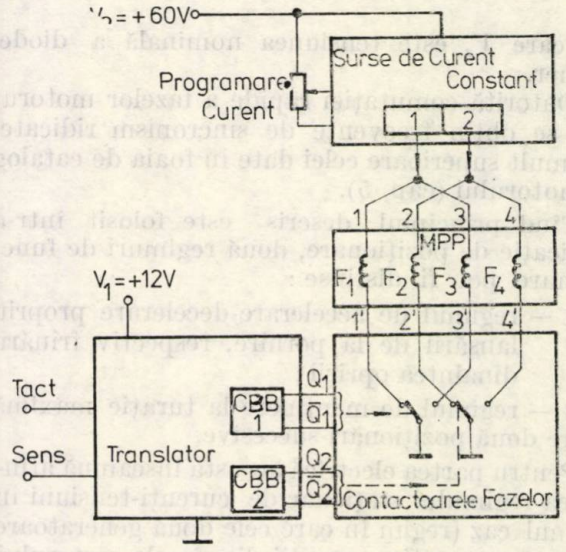


Fig. 1. Invertor de curent pentru acționarea rapidă a motoarelor pas cu pas. Schema-bloc.

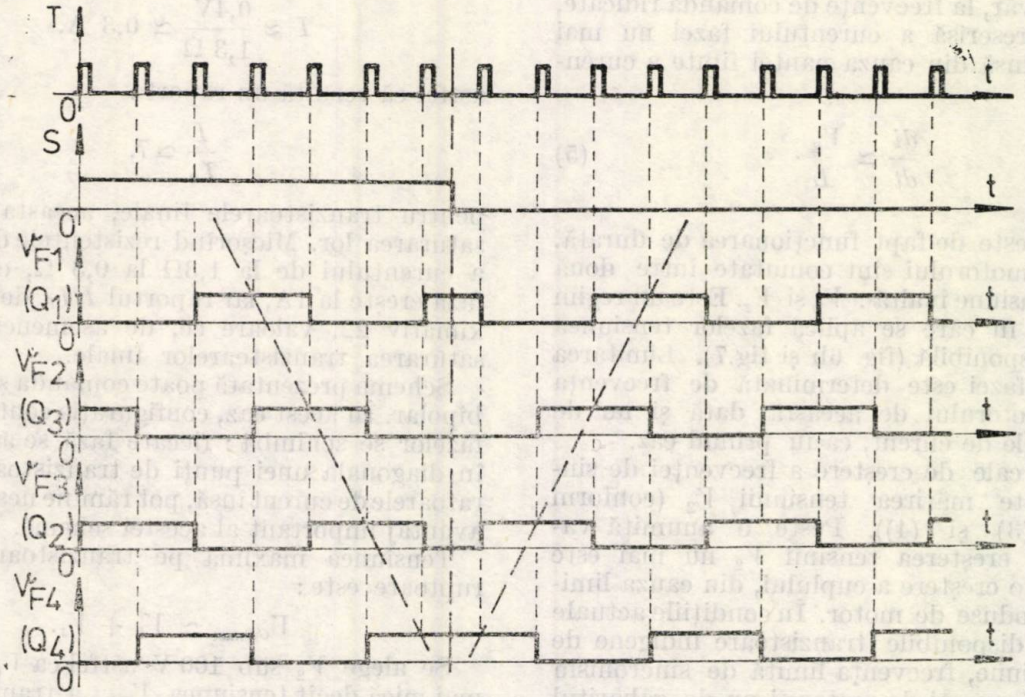


Fig. 2. Semnalele de intrare (T, S) și de ieșire ($v_{F1} \ldots v_{F4}$) ale translatorului. Distribuția impulsurilor după schimbarea de sens corespunde inversării a două faze.

Caracterul aplicației justifică de multe ori liniarizarea relației (2), rezultînd :

$$t_r \simeq L \frac{I}{V_2 - RI}. \quad (3)$$

Timpul de cădere a curentului fazei este de asemenea redus ; la deconectarea fazei, comutația este accelerată cu diodă Zener (fig. 3). Se obține astfel :

$$t_f = \frac{L}{R} \ln \left(1 + \frac{RI}{V_z}\right) \simeq L \frac{I}{V_z} \ll 3 \frac{L}{R}, \quad (4)$$

în care V_z este tensiunea nominală a diodei Zener.

Datorită comutației rapide a fazelor motorului se obțin frecvențe de sincronism ridicate, cu mult superioare celei date în foaia de catalog a motorului (cap. 5).

Cînd principiul descris este folosit într-o aplicație de poziționare, două regimuri de funcționare pot fi distinse :

1 — regimul de accelerare-decelerare propriu lansării de la pornire, respectiv frînării dinaintea opririi ;

2 — regimul de menținere la turație maximă între două poziționări succesive.

Pentru partea electrică aceasta înseamnă atingerea regimului staționar de curenți-tensiuni în primul caz (regim în care cele două generatoare de curent mențin curenții din fazele motorului constanți — figurile 6a și 8), respectiv saturarea generatorelor în cazul al doilea.

Într-adevăr, la frecvențe de comandă ridicate, valoarea prescrisă a curentului fazei nu mai poate fi atinsă din cauza pantei finite a curentului :

$$\frac{di}{dt} \simeq \frac{V_2}{L}. \quad (5)$$

Aceasta este de fapt funcționarea de durată, cînd fazele motorului sînt comutate între două surse de tensiune înaltă : V_2 și V_z. Este un regim tranzitoriu în care se aplică fazelor tensiunea maximă disponibilă (fig. 6b și fig.7). Limitarea curentului fazei este determinată de frecvența aplicată motorului de această dată și nu de generatoarele de curent, ca în primul caz.

Singura cale de creștere a frecvenței de sincronism este mărirea tensiunii V_2 (conform relațiilor (3) și (4)). Peste o anumită valoare însă, creșterea tensinii V_2 nu mai este însoțită de o creștere a cuplului, din cauza limitărilor introduse de motor. În condițiile actuale cînd sînt disponibile tranzistoare indigene de înaltă tensiune, frecvența-limită de sincronism este dictată numai de motor și nu de gabaritul sau costul invertorului, ca acum zece ani [14].

2. Schema electrică

Este dată în figura 3. Elementele principale sînt :

- motorul pas cu pas (MPP) ;
- contactoarele fazelor realizate cu tranzistoarele BD239C, diodele supresoare BY208 și Zenerele 10DZ56 ;
- generatoarele de curent constant realizate cu grupurile complementare BD238 — KUY 12 ;
- potențiometrul multitur de 1 kΩ pentru prescrierea valorii de vîrf a curentului de fază ;
- translatorul integrat SAA 1027 cu rețeaua de protecție compusă din diodele 1N4148 și rezistențele asociate ;
- stabilizatorul tensiunii V_1, 7812.

Exceptînd translatorul, toate componentele pot fi indigene. În capitolul 4 este propusă o schemă simplă, bazată pe circuite CMOS, care poate substitui circuitul specializat SAA 1027.

Funcționarea schemei este următoarea :

Translatorul generează formele de undă din figura 2 cînd la intrarea de tact sînt aplicate impulsuri. Ieșirile sale cu colectorul în gol blochează succesiv contactoarele fazelor, trăgînd la masă bazele tranzistoarelor BD239C. Aranjamentul diodelor asigură protecția părții de comandă prin izolarea ei față de tranzistoarele finale.

Curentul de bază al acestor tranzistoare este :

$$I_B \approx \frac{12\text{V} - 3 \cdot 0{,}7\ \text{V}}{220\ \Omega} \simeq 45\ \text{mA}. \quad (6)$$

Curentul prin fazele motorului poate fi reglat fin de la zero la :

$$I \approx \frac{0{,}4\text{V}}{1{,}3\ \Omega} \simeq 0{,}3\ \text{A}, \quad (7)$$

astfel că rezultă un raport :

$$\frac{I}{I_B} \simeq 7, \quad (8)$$

pentru tranzistoarele finale, aceasta asigurînd saturarea lor. Micșorînd rezistențele de sesizare a curentului de la 1,3Ω la 0,3 Ω, curentul în fază crește la 1A, iar raportul I/I_B devine aproximativ 22, valoare ce, de asemenea, asigură saturarea tranzistoarelor finale.

Schema prezentată poate comanda și un motor bipolar. În acest caz, configurația contactoarelor fazelor se schimbă : fiecare fază se amplasează în diagonala unei punți de tranzistoare. Generatoarele de curent însă, pot rămîne neschimbate, avantaj important al acestei scheme.

Tensiunea maximă pe tranzistoarele întreruptoare este :

$$V_{CE\max} \simeq V_2 + V_z. \quad (9)$$

Se alege V_2 sub 100 V astfel ca $V_{CE\max}$ să fie mai mică decît tensiunea V_{CER} a tranzistoarelor întreruptoare.

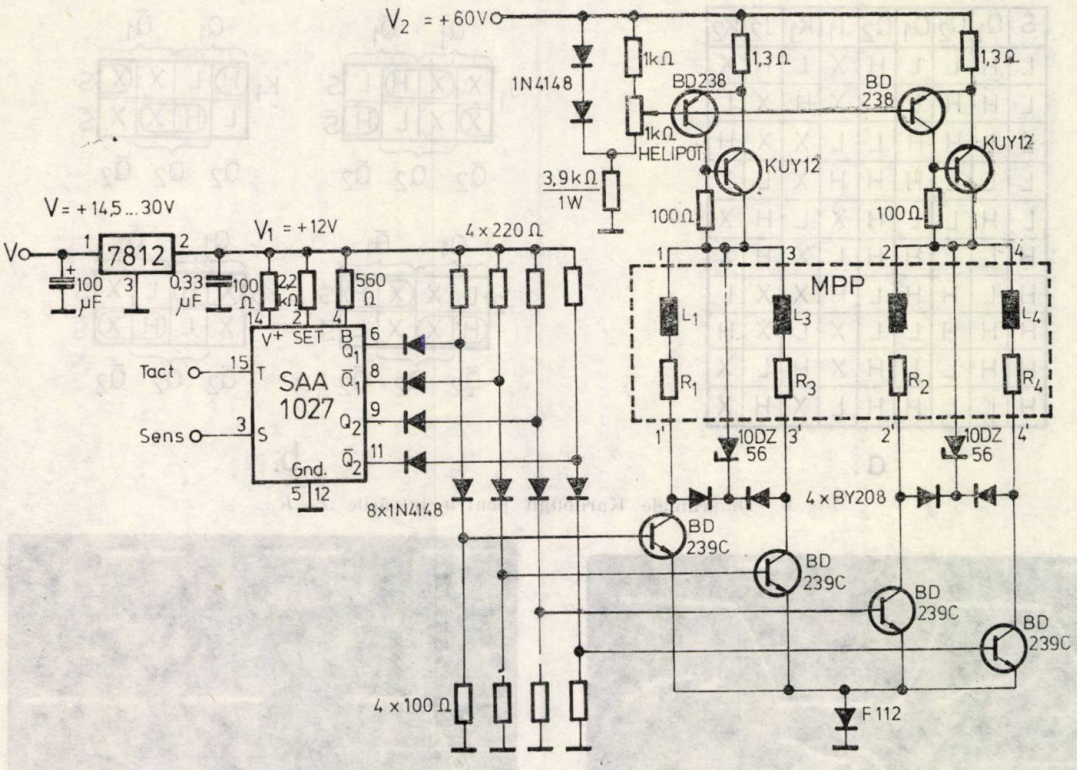


Fig. 3. Schema electrică a invertorului.

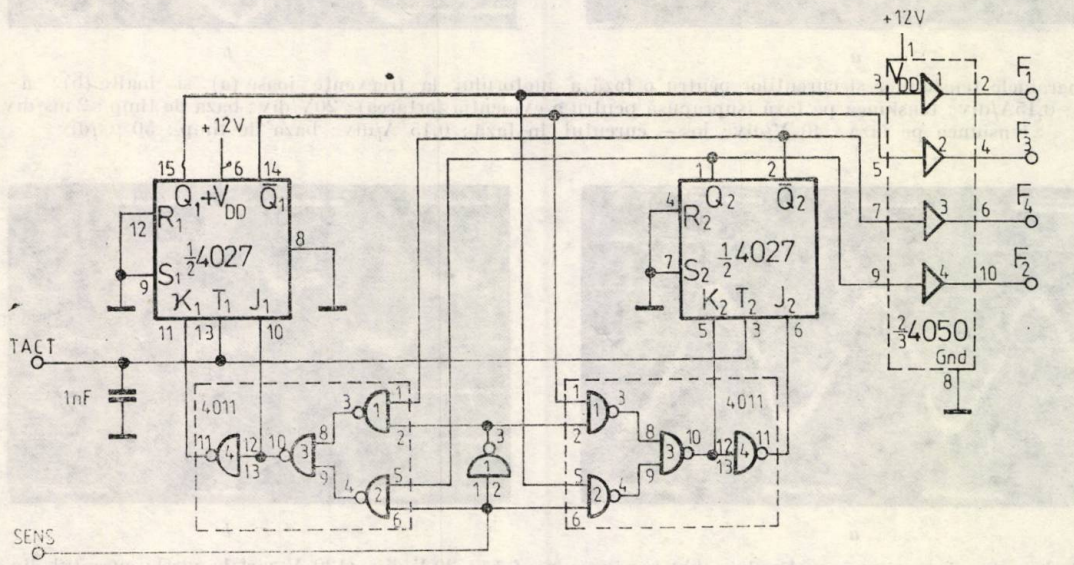


Fig. 4. Translator CMOS pentru generarea secvențelor de comandă din figura 2.

3. Translatorul CMOS

Este un numărător ciclic modulo 4, reversibil, realizat cu trei circuite integrate. Schema sa este dată în figura 4. Cu bufferul 4050 prevăzut la ieșire se asigură nivelul de curent necesar pentru atacul contactoarelor fazelor. El poate lipsi cînd se folosesc Darlingtoane în contactoarele fazelor. Alimentarea translatorului la 12V conferă imunitate la zgomot.

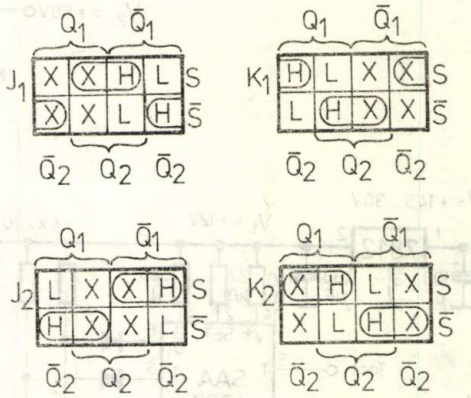
În figura 5 sînt date diagramele Karnough folosite la proiectarea numărătorului ciclic.

4. Rezultate experimentale

Invertorul a fost testat cu două motoare pas cu pas unipolare, cu patru faze, cu magnet permanent în rotor, avînd unghiurile de pas de

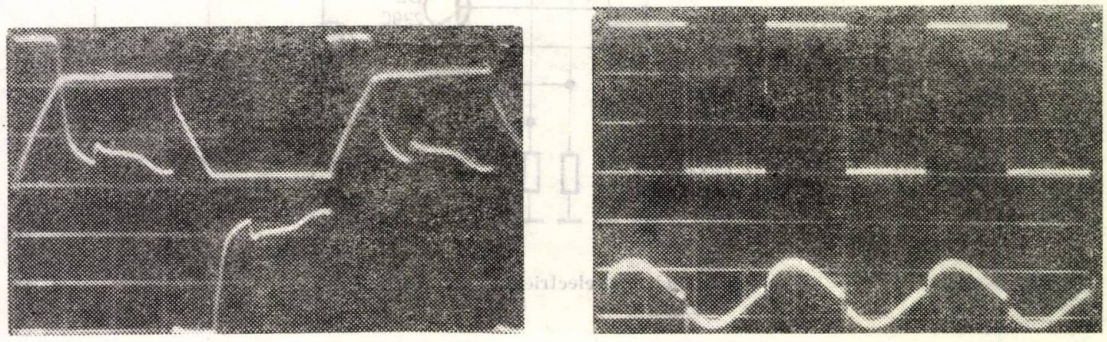
S	Q_1	Q_2	$\bar{Q}_1$	$\bar{Q}_2$	J_1	K_1	J_2	K_2
L	H	L	L	H	X	L	H	X
L	H	H	L	L	X	H	X	L
L	L	H	H	L	L	X	X	H
L	L	L	H	H	H	X	L	X
L	H	L	L	H	X	L	H	X
H	L	L	H	H	L	X	H	X
H	L	H	H	L	H	X	X	L
H	H	H	L	L	X	L	X	H
H	H	L	L	H	X	H	L	X
H	L	L	H	H	L	X	H	X

a.



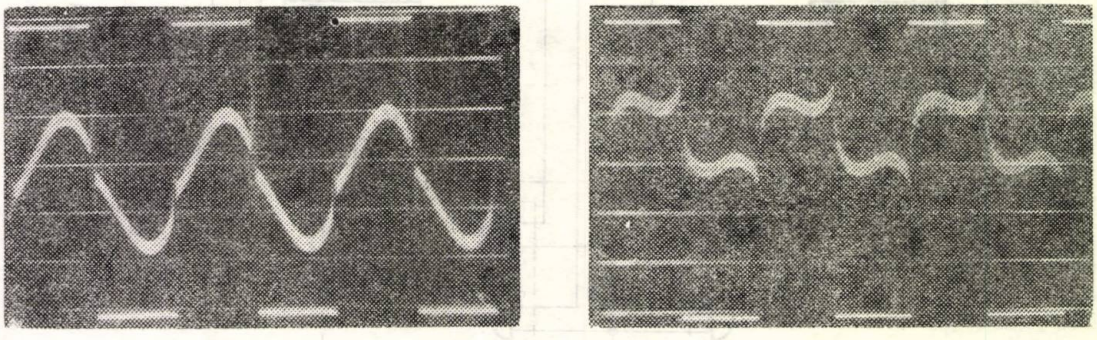
b.

Fig. 5. Diagramele Karnough pentru intrările $J-K$.



a *b*

Fig. 6. Oscilogramele tensiunilor și curenților pentru o fază a motorului la frecvențe joase (a) și înalte (b); a — curentul (trapezoidal): 0,15A/div; tensiunea pe fază (suprapusă pentru a evidenția forțarea): 20V/div; baza de timp: 2 ms/div; b — sus-tensiunea pe fază: 40 V/div; jos — curentul în fază: 0,15 A/div: baza de timp: 50 μs/div.



a *b*

Fig. 7. Ieșirea din sincronism a motorului (b); tensiunea pe fază: 20 V/div. (120 V vîrf la vîrf); curentul din fază: 50 mA/div.; baza de timp: 50 μs/div.

7°30′ și respectiv 15° (motoare Philips tip 9904 112 27001 și 9904 112 28001 [6]).

Principalele caracteristici ale primului motor sînt:

— puterea absorbită: 6,8 W;
— cuplul static sincronizant: 140 mNm;
— frecvența maximă de start/stop cînd este comandat direct cu CI SAA 1027: 80 pași/s;
— rezistența medie a fazei: 39Ω;
— inductivitatea medie a fazei: 240 mH;
— curentul nominal în înfășurare: 290 mA.

Rezultă o valoare mare pentru constanta de timp a fazei: $\tau \simeq 6{,}2$ ms.

Cu acest motor s-au obținut oscilogramele din figurile 6 și 7. Se observă cele două regimuri de curenți-tensiuni descrise la capitolul 1: forțarea, și apoi menținerea la o valoare constantă a curentului fazei, la frecvențe joase de comandă (80Hz în fig. 6a) și regimul în care se aplică fazei ten-

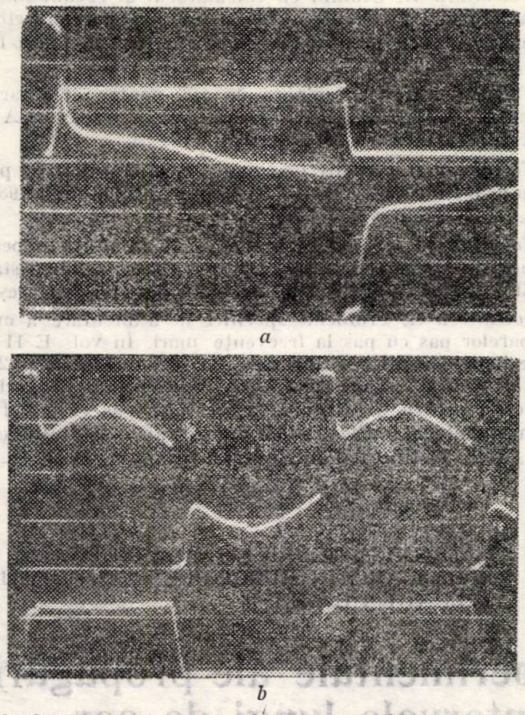


Fig. 8. Oscilogramele tensiunilor şi curenţilor pentru o fază a celui de-al doilea motor. Tensiunea fazei este modulată cu sinusul t.c.e.m. induse (b); curentul (trapezoidal): 0,4 A/div; tensiunea: 20 V/div.; baza de timp: sus — 0,2 ms/div.; jos — 1 ms/div.

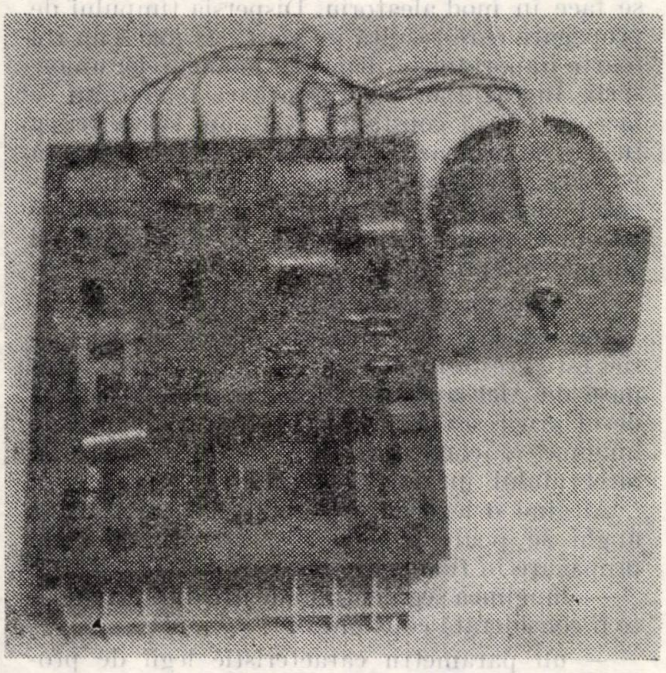


Fig. 9. Modelul experimental realizat.

siunea maximă disponibilă, la frecvenţe de comandă înalte (6,5 kHz în figurile 6b şi 7). Atingerea acestei frecvenţe de sincronism ultraînalte — aproape 8 800 rot/min — constituie principalul merit al invertorului de curent prezentat.

Cu relaţia (2) timpul de creştere a curentului fazei rezultă de 1,4 ms pentru $I = 0{,}3$ A. Timpul de cădere (4) este apropiat: 1,2 ms. Puterea de vîrf disipată de dioda Zener [11]:

$$P_{d\,\max} = V_z I \frac{\tau}{t_f} - \frac{V_z^2}{R} \simeq 7{,}9\ \text{W}, \qquad (10)$$

a impus alegerea unor diode supresoare de 10W. Cînd această putere rezultă mai mică, se foloseşte o singură diodă Zener, comună celor patru căi de supresare [6].

Oscilogramele din figura 7 s-au obţinut în jurul frecvenţei de 6,5 kHz, înainte şi după ieşirea din sincronism. Forma de undă din figura 7b, tipică comutaţiei unei inductivităţi cvasiconstante, s-a obţinut cu rotorul oprit.

Oscilogramele din figura 8 s-au obţinut cu un motor avînd următoarele caracteristici:

— unghiul de pas: 15°;
— puterea absorbită: 6,8 W;
— cuplul static sincronizant: 65 mNm;
— frecvenţa maximă cu forţare RC: 200 paşi/s;
— rezistenţa medie a fazei: 9,8 Ω;
— inductivitatea medie a fazei: 45 mH;
— curentul nominal în înfăşurare: 580 mA.

Rezultă constanta de timp a fazei (1): 4,6 ms. În figura 8 este prezentat regimul curenţi-tensini la frecvenţe medii (400 Hz) şi înalte (1,7 kHz). Frecvenţa maximă de sincronism obţinută cu acest motor a fost de asemenea înaltă: 2 kHz (5 000 rot/min) cu rotorul în gol.

Cu un curent maxim de aproape 0,6 A în faze, puterea de vîrf disipată în dioda Zener supresoare atinge 15 W (10). Puterea disipată medie însă, este sub 10 W la toate frecvenţele de lucru.

În figura 9 este prezentat montajul experimental şi cel de-al doilea motor, aşa cum sînt folosite la Laboratorul de Electronică Industrială al Facultăţii de Electrotehnică din I. P. Cluj-Napoca [15]. Se observă gabaritul redus al părţii electronice, gabarit ce poate fi micşorat fără probleme cu circa 30%.

5. Concluzii

În cazul acţionărilor rapide cu motor pas cu pas de mică putere alimentarea prin invertor de curent reprezintă o soluţie avantajoasă. Cu o schemă simplă, fiabilă, realizabilă în totalitate cu componente indigene, se obţine un regim dinamic net superior celui obţinut prin alimentarea de la o sursă de tensiune joasă. Aceasta permite atingerea unor frecvenţe înalte de sincronism la un preţ redus şi un gabarit moderat.

Bibliografie

[1] *Sigma Instruments.* Chopper drives, microstepping systems, preset controls of step motor motion profile. Bulletins 225—253. C 1986 Sigma Instr. Inc., Cleveland, Ohio.

[2] *Superior Electric.* Motion control for slo-syn stepping motors. Product Specifications, Bristol, Ct. 1986.

[3] *Phytron Elektronik*. Hochleistungs Schrittmotorsteuerung SMD 5/10/15. Vielschritt Motorsteurung Typ SINCOS—L. BD 300 Bipolare Schrittmotorsteuerung Manual. Gröbenzell, Ausgabe 6/1986.
[4] *Motorola Semiconductors*. Silicon monolithic stepper motor driver MC 3479P. Printed in the Great-Britain, 1985.
[5] *Allied Electronics*. Programmable Stepper Motor Control LSIs. Data Manual, Köln, 1986.
[6] *Philips*. Stepping Motors and Associated Electronics Data Handbooks : C17—1986, C6 — 1981 CM6 — 1977. Printed in the Netherlands.
[7] *Jufer M*, coord. Positionnement incremental par entrainement electrique. Compte-rendu des quatrième journées d'étude sur les moteurs pas à pas. Laussanne, Juin 1986.
[8] *Antognini L*. Réglage et commande de moteurs pas à pas. Thése pour l'obtention du grade de docteur en sciences techniques. École Polytechnique de Lausanne, 1984.
[9] *Voiculescu E*. Generatoare pentruc omanda motoarelor pas cu pas realizate cu circuitul β E565. În revista EEA-Electrotehnica nr. 2/1987, București.
[10] *Voiculescu E*. Studiul cu calculatorul al regimului de funcționare în circuit închis al unui sistem convertor-motor pas cu pas. În revista EEA-Electrotehnica nr. 1/1987, București.
[11] *Voiculescu E*. Contactoare de c.c. pentru acționarea motoarelor pas cu pas de mică putere. În revista EEA—Electrotehnica 35, nr. 1 1987, București.
[12] *Voiculescu E*. Circuite de comandă pentru motoare pas cu pas. În revista EEA — Electrotehnica 34, nr. 4/1986, p. 167, București.
[13] *Voiculescu E*. Simulare numerică și rezultate experimentale în comanda motoarelor pas cu pas. 8 În revista : EEA—Electrotehnica 33, nr. 1/1985, p . 38, București.
[14] *Voiculescu E*. Probleme specifice de alimentare a motoarelor pas cu pas la frecvențe mari. În vol. E II al Sesiunii Științifice Jubiliare a IPC—N, oct 1978, p. 27. *Kelemen, A., Ionescu, M., Voiculescu, E*. Convertor c.c/c.a pentru alimentarea motoarelor pas cu pas. În: Îndrumătorul „Electronică Industrială — Mutatoare", p. 159, Institutul Politehnic Cluj-Napoca, 1982.

CZ 621.3.048

TEHNICA TENSIUNILOR ÎNALTE
DESCĂRCĂRI ELECTRICE ÎN INTERVALE LUNGI DE AER

Model probabilistic și verificări experimentale ale propagării unui leader la descărcările în intervale lungi de aer

PETRE TUȘALIU, TATIANA BĂLĂȘOIU, RADU CHELARU*—CRAIOVA

Introducere

Numeroase modele reprezintă din ce în ce mai bine evoluția descărcirii intervalelor lungi vîrf pozitiv — plan [1, 2]. Aceste modele pornesc de la ipoteza că descărcarea se propagă de-a lungul axei intervalului și nu permit explicarea teoretică a caracteristicilor de dispersie a timpilor de propagare care apar în încercările experimentale.

În urma cercetărilor întreprinse asupra acestor fenomene s-au putut evidenția două cauze principale independente ale dispersiei : primul efect Coronna și propagarea leaderului.

Primul efect Coronna a început să fie relativ bine cunoscut [3, 4, 5, 6] dar nu se poate afirma același lucru despre propagarea leaderului care continuă să facă încă obiectul a numeroase studii.

Un progres în acest domeniu s-a realizat în momentul în care s-a putut calcula cu precizie traiectoria urmată de leader în spațiu ; un model probabilistic a permis apoi elaborarea unor teorii care să explice dispersia introdusă de evoluția geometrică a leaderului.

1. Modelul probabilistic al propagării leaderului

În intervalele lungi de aer supuse unor impulsuri de înaltă tensiune, dezvoltarea leaderului se face în mod aleatoriu. Dispersia timpului de propagare care rezultă în acest caz joacă un rol foarte important în dispersia momentelor amorsării. În cazul în care propagare leaderului se face cu viteză constantă, așa cum se va vedea în cele ce urmează, dispersia poate fi întreruptă pe bază pur geometrică ; este astfel posibil calculul analitic al distribuției lungimii efective parcurse de leader și, deci, și al distribuției timpilor de propagare.

1.1. Ipoteza de bază a modelului

Ideea de la care se pornește în construirea teoriei este creșterea discontinuă a ledearului, propusă de Aleksandrov [7]. Se consideră că leaderul progresează prin segmente de dreaptă de lungime l, constantă, care formează cu axa intervalului un unghi variabil.

Alegînd o lege de probabilitate pentru acest unghi se poate calcula dispersia timpilor de propagare în funcție de doi parametri :

— lungimea segmentului de dreaptă care poate fi considerată constantă ;

— un parametru caracteristic legii de probabilitate care depinde, în principal, de viteza de variație a impulsului aplicat (panta) și de gradul de neomogenitate al cîmpului electric din spațiul în care se propagă leaderul.

Leaderul își sfîrșește evoluția prin atingerea plăcii, cînd suma proiecțiilor segmentelor elementare pe axa intervalului este egală cu lungimea axială L_z a leaderului, presupusă cunoscută.

* Ing. *P. Tușaliu* — Facultatea de Electrotehnică din Craiova, ing. *T. Bălășoiu* — I.U.G. Craiova, ing. *R. Chelaru* — Facultatea de Electrotehnică-Craiova.

1.2. Alegerea legii de probabilitate

S-a căutat [8] definirea unei legi de probabilitate pentru unghiul θ care să concorde, din punct de vedere fizic, cu fenomenele observate și să fie suficient de simplă pentru a permite, cu

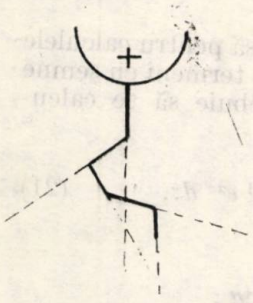


Fig. 1. Schema de dezvoltare a leaderului după Aleksandrov (sînt indicate doar axele efectelor Coronna succesive).

cît mai puține aproximări, un calcul complet care să conducă la legea de probabiliate a coeficientului de distorsiune definit de relația (1):

$$\mu = \frac{L}{L_z}, \tag{1}$$

în care L este lungimea reală parcursă de leader, iar L_z — lungimea axială a intervalului.

Este important de observat că direcția de propagare a leaderului, cea mai probabilă, nu este direcția axei intervalului. Presupunînd cunoscută probabilitatea $p(\omega)d\omega$, pentru ca leaderul să se dezvolte într-un unghi solid elementar $d\omega$, a cărui axă face un unghi θ cu axa intervalului, și știind că un con, al cărui unghi la vîrf este 2θ, corespunde unui unghi solid :

$$\omega = 2\pi(1 - \cos\theta), \tag{2}$$

se poate scrie :

$$p(\theta) = p(\omega)\frac{d\omega}{d\theta} = 2\pi \cdot p(\omega)\cdot \sin\theta. \tag{3}$$

Se poate considera că pentru $\omega = 0$, $p(\omega)$ rămîne o valoare finită. De aici rezultă că densitatea de probabilitate pentru θ este nulă în vecinătatea axei intervalului. Valoarea lui θ cea mai probabilă depinde de legea de probabilitate aleasă. Din rezultatele experimentale reiese că densitatea de probabilitate a lui ω descrește rapid cînd ω crește. Soluția reținută este, așadar, exponențiala descrescătoare :

$$p(\omega) = \frac{1}{2\pi a} e^{-\frac{\omega}{2\pi a}}, \text{ pentru } \omega > 0, \tag{4}$$

în care a este un parametru legat de distribuția coeficientului de distorsiune μ. Probabilitatea ca ω să fie mai mare decît 2π, ceea ce corespunde unui unghi $\theta > \frac{\pi}{2}$, nu este nulă; aceasta permite includerea în model a posibilității leaderului de a „se ridica la vîrf". Această formulă conduce la o probabilitate nenulă pentru ca ω să fie mai mare decît 4π, ceea ce nu are semnificație fizică. Este necesară efectuarea unei restricții și anume :

$$p(\omega) = \frac{e^{-\frac{\omega}{2\pi a}}}{2\pi a\left(1 - e^{-\frac{2}{a}}\right)}, \text{ pentru } 0 < \omega < 4\pi. \tag{5}$$

S-a putut constata că, efectuînd această restricție, eroarea obținută este, în general, neglijabilă față de utilizarea legii nerestrînse și de aceea s-a hotărît, pentru simplificare, eliminarea restricției.

1.3. Metodă de calcul al legii lui μ

Se notează :

$$R = \frac{L_z}{l}. \tag{6}$$

Așa cum s-a arătat mai sus, leaderul își sfîrșește evoluția cînd :

$$Y_n = \sum_{i=1}^{n} \cos\theta_i \geq R. \tag{7}$$

Lungimea sa reală L este, în acest caz, cuprinsă între $(n-1)l$ și nl (ultimul segment este în general incomplet), ceea ce corespunde unui coeficient de distorsiune μ, cuprins între :

$$\frac{n-1}{R} < \mu < \frac{n}{R}. \tag{8}$$

Alegînd pentru legea de probabilitate a lui $\cos\theta$, forma :

$$p\left(\frac{1-\cos\theta}{a}\right) = e^{-\frac{1-\cos\theta}{a}}, \tag{9}$$

se poate nota variabila :

$$v = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1-\cos\theta}{a}. \tag{10}$$

Deoarece se caută densitatea de probabilitate a lui Y_{n-1}, se consideră :

$$z_{n-1} = \sum_{i=0}^{n-1} v_i = \frac{n-1\cdot Y_{n-1}}{a}. \tag{11}$$

Se cunoaște că, dacă o mărime v variază după o lege γ de parametru n, Z_{n-1} variază după aceeași lege γ de parametru $(n-1)$, deci :

$$P_{n-1}(z) = \frac{z^{n-2}e^{-z}}{(n-2)!} \tag{12}$$

Relaţia :

$$\cos\theta_n = \frac{R - Y_{n-1}}{\mu R - n + 1}, \tag{13}$$

poate fi scrisă sub forma :

$$v_n = \frac{\mu R - R - a \cdot z_{n-1}}{a(\mu R - n + 1}, \tag{14}$$

de unde :

$$p(\mu/z_{n-1}) = p(v_n) \frac{\partial v_n}{\partial \mu}. \tag{15}$$

Condiţia $0 < \cos\theta_n \leqslant 1$ (ultimul segment este totdeauna dirijat către plan) este echivalentă cu $0 \leqslant v_n < \frac{1}{a}$.

Utilizînd expresia lui v_n, se deduc valorile posibile ale lui z_{n-1} ştiind că limita sa inferioară nu poate fi negativă :

$$\begin{aligned} &0 < z_{n-1} \leqslant \frac{R}{a}(\mu - 1) \text{ dacă } n = n_1 = [R+1], \\ &\frac{n-1-R}{a} < z_{n-1} \leqslant \frac{R}{a}(\mu - 1) \text{ dacă } n > n_1, \end{aligned} \tag{16}$$

unde $[R + 1]$ este partea întreagă a numărului $(R + 1)$.

Calculul se efectuează în al doilea caz, deoarece pentru a trece la primul caz este suficientă înlocuirea lui $\frac{n-1-R}{a}$ cu zero în rezultatul obţinut :

$$p(\mu) = \int_{\frac{n-1-R}{a}}^{\frac{R}{a}} p(\mu/z)\, p_{n-1}(z)\, dz, \tag{17}$$

ceea ce conduce la calculul unei integrale de forma :

$$I_1 = \frac{1}{(n-2)!} \int_0^X z^{n-2} e^{\alpha z}\, dz, \tag{18}$$

în care $\alpha = \frac{a - \mu R}{\mu R - n + 1} > 0$ şi pentru uşurinţa scrierii s-a suprimat indicele lui z.

Integrînd succesiv prin părţi se obţine [9]:

$$I_1 = \frac{(-1)^{n-1}}{n-1}\left[1 - e^{\alpha X} \sum_{k=0}^{n-2} (-1)^k \frac{(\alpha X)^k}{k!}\right], \tag{19}$$

care se poate scrie, mai simplu, astfel :

$$I_1 = \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\alpha^j X^{n+j-1}}{(n+j-1)!} C_{n+j-2}^{j}, \tag{20}$$

formă care este mai avantajoasă pentru calculele numerice, deoarece nu conţine termeni cu semne alternante. De asemenea, trebuie să se calculeze integrala :

$$I_2 = \frac{1}{(n-2)!} \int_0^X z^{n-1} e^{\alpha z}\, dz, \tag{21}$$

pentru care se obţine, analog :

$$I_2 = (n-1) \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\alpha^j X^{n+j}}{(n+j)!} C_{n+j-1}^{j}. \tag{22}$$

Avînd aceste integrale calculate şi, înlocuind, se obţine :

$$p(\mu) = \frac{R}{a} \frac{e^{\frac{R(\mu-1)}{a(\mu R - n + 1)}}}{(\mu R - n + 1)^2} [(R - n + 1) I_1 + a I_2] \Bigg|_{\frac{n-1-R}{a}}^{\frac{R}{a}(\mu-1)}, \tag{23}$$

1.4. Influenţa parametrilor a şi R asupra legii de probabilitate a lui μ

Ţinînd seama de modelul ales, legea de probabilitate a lui μ nu depinde decît de doi parametri : a şi R care determină, în particular, speranţa matematică a lui μ şi abaterea medie pătratică, aşa cum se va vedea în continuare.

Se observă uşor că media cosinusurilor unghiurilor θ în timpul amorsării considerate este egală cu $\frac{1}{\mu}$.

Speranţa matematică a celor două mărimi este deci aceeaşi.

Avînd în vedere legea exponenţială aleasă, se obţine expresia speranţei matematice :

$$E(1/\mu) = E(\cos\theta) = 1 - a. \tag{24}$$

Cînd a este mic, $\mu \simeq 1$ şi se poate admite că :

$$E(\mu) = \frac{1}{E(1/\mu)} = \frac{1}{1-a}. \tag{25}$$

Se observă că parametrul a ajunge să determine printr-o relaţie foarte simplă, speranţa matematică a lui μ.

Calculul abaterii medii pătratice a lui μ se efectuează considerînd că lungimea reală a leaderului este constantă și proiecția sa axială este variabilă. În acest caz se arată relativ ușor că :

$$\sigma(\mu) = \mu^2 \sigma\left(\frac{1}{\mu}\right) = \mu^2 \frac{\sigma(\cos\theta)}{\sqrt{\mu R}} = \frac{a}{\sqrt{R}} \mu^{3/2}. \quad (26)$$

Înlocuind pe μ cu speranța sa matematică se obține :

$$\sigma(\mu) = \frac{a}{\sqrt{R}(1-a)^{3/2}}. \quad (27)$$

Relațiile (25) și (27) oferă o modalitate de calcul al parametrilor a și R, cunoscînd speranța matematică și abaterea medie pătratică aflate avînd la dispoziție un șir experimental de valori pentru σ.

1.5. Legea logaritmică normală pentru μ

Aplicarea numerică a metodei descrise mai sus pentru calculul densității de probabilitate a lui μ, demonstrează că pentru diferite valori ale lui a și R alura distribuțiilor obținute este aceea a unor distribuții logaritmice normale.

Legea de probabilitate calculată pentru μ poate fi asimilată cu o lege logaritmică normală, adică, mărimea :

$$x = \log(\mu - 1), \quad (28)$$

variază după o lege normală, pentru care se poate calcula speranța matematică medie pătratică :

$$E(x) = \log\{E(\mu - 1)\} - \frac{\sigma_x^2}{2M}, \quad (29)$$

cu : $M = \log e = 0{,}43429$,

$$\sigma_x = \sigma(\mu)\left(\frac{dx}{d\mu}\right)_{\mu=E(\mu)} = \frac{\sigma(\mu)M}{E(\mu-1)}. \quad (30)$$

Știind că : $E(\mu-1) = \dfrac{a}{1-a}$

se deduce :

$$\sigma_x = \frac{M}{\sqrt{R(1-a)}} \quad (31)$$

și :

$$E(x) = \log\frac{a}{1-a} - \frac{M}{2R(1-a)}. \quad (32)$$

Aplicarea numerică arată că relația :

$$E(x) = \log\frac{a}{1-a}, \quad (32')$$

constituie o aproximație satisfăcătoare a relației (32).

În figura 2 legea de probabilitate logaritmică normală, ai cărei parametri sînt calculați pornind de la relațiile (31) și (32), comparată cu legea de probabilitate a lui μ, calculată direct, arată că această aproximație este efectiv valabilă.

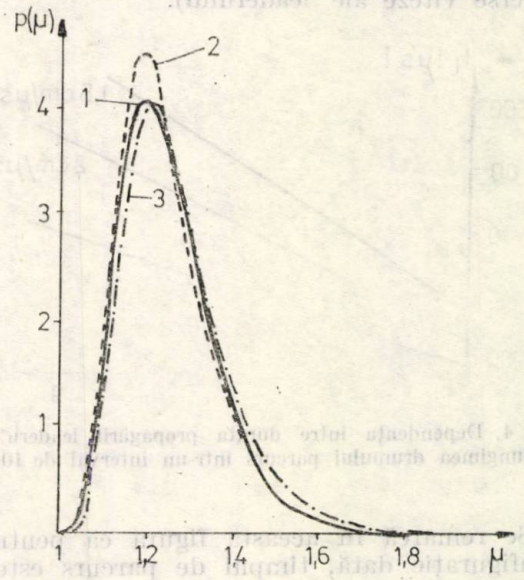


Fig. 2. Calculul distribuției lui $p(\mu)$ pentru $R = 6{,}5$ și $a = 0{,}2$: *1* — calcul complet conform (§ 1.3.) ; *2* — legea log normală dedusă din calculul complet ; *3* — legea log normală definită de relațiile (31) și (32').

2. Rezultate experimentale obținute, confruntarea acestora cu modelul propus

Printre parametrii diverși care caracterizează un leader, evoluția spațio-temporală prezintă o mare importanță în studiul cauzelor dispersiei. Pentru a cunoaște acest parametru sînt necesare două fotografii statice și o înregistrare în baleiaj a descărcării. Analiza acestora furnizează coordonatele x, y, z și t pentru fiecare punct al leaderului și, prin urmare, valorile vitezei de

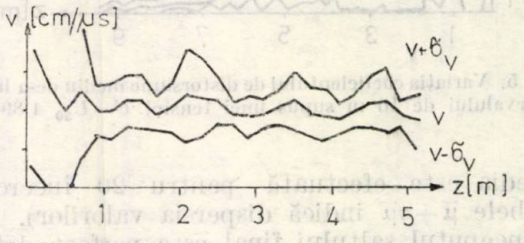


Fig. 3. Variația vitezei leaderului de-a lungul unui interval de 10 m supus la tensiunea $U = U_{50} = 1\,890$ kV.

propagare și ale coeficientului de distorsiune. Aplicarea acestei metode la intervale vîrf - plan a dus la concluzia că variația vitezei capului leaderului pe parcursul propagării sale este cea din figura 3 (curba este media mai multor încercări ; s-a reprezentat și abaterea mediei pătratice pentru a avea o imagine a dispersiei).

Se constată că nu poate fi pusă în evidenţă nici o variaţie semnificativă a vitezei şi de aceea apare justificată afirmaţia făcută la paragraful 1.

Ca urmare, dependenţa dintre timpul de propagare a leaderului şi lungimea drumului parcurs de acesta are forma din figura 4 (pentru diverse viteze ale leaderului).

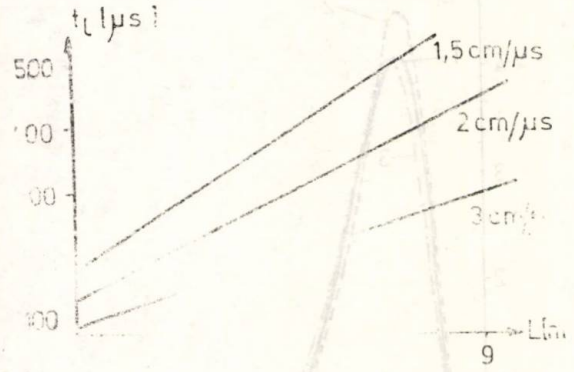


Fig. 4. Dependenţa între durata propagării leaderului şi lungimea drumului parcurs într-un interval de 10 m.

Se remarcă în această figură că pentru o configuraţie dată, timpul de parcurs este cu atît mai mare cu cît lungimea parcursă este mai mare, ceea ce conduce la concluzia că dispersia timpilor de propagare şi dispersia lungimii parcurse de leader diferă printr-o constantă, care este viteza leaderului.

În figura 5 este prezentată variaţia coeficientului de distorsiune mediu $\bar{\mu}$ în funcţie de z,

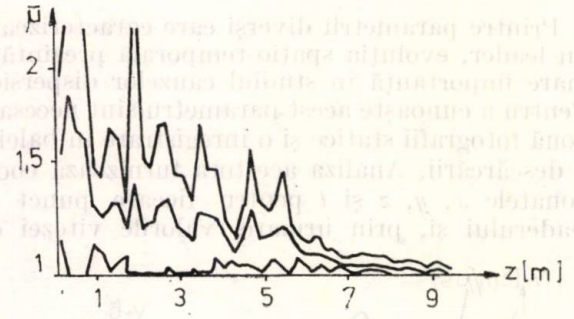


Fig. 5. Variaţia coeficientului de distorsiune mediu de-a lungul intervalului de 10 m supus unei tensini $U = U_{50}$ 1 890 kV

(media este efectuată pentru 20 încercări; curbele $\bar{\mu} + \sigma\bar{\mu}$ indică dispersia valorilor).

Începutul saltului final este perfect definit pe această figură: în acest loc coeficientul μ descreşte brusc de la 1,2 la 1,05.

În ceea ce priveşte aflarea parametrilor a şi R care carecterizează legea de probabilitate a lui μ, se observă că înlocuind relaţia (25) în (27) se obţine o relaţie între $\sigma(\mu)$ şi $E(\mu)$ independentă de a:

$$\sigma(\mu) = \frac{\{E(\mu) - 1\}\sqrt{E(\mu)}}{R}. \qquad (33)$$

Dependenţa a fost trasată grafic în figura 6 pentru diferite valori ale lui R şi anume: 2,5; 5; 10, corespunzînd unor valori ale lui l de respectiv 40; 20; 10 cm.

Ţinînd seama de eroarea care însoţeşte pe $\sigma(\mu)$ şi $E(\mu)$, se poate aproxima că l este constant (vezi paragraful 1.1) şi valoarea sa este cuprinsă între 30 şi 40 cm.

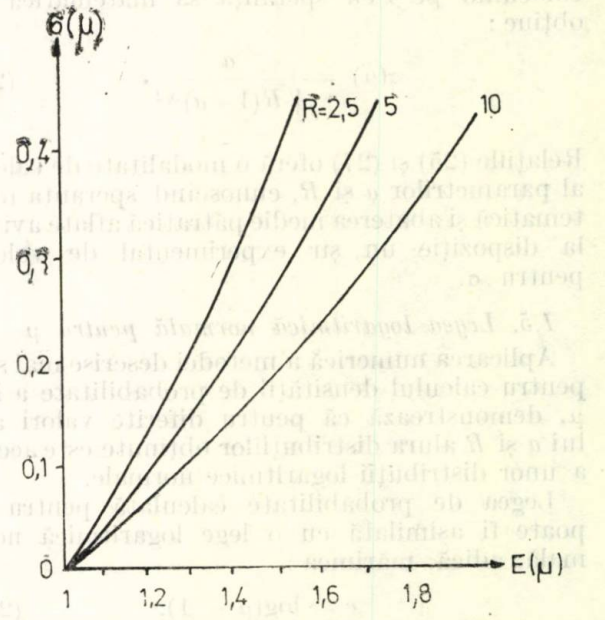


Fig. 6. Variaţia $\sigma(\mu)$ funcţie de $R(\mu)$ pentru diferite valori ale lui R.

Pentru determinarea parametrului a, aplicarea ecuaţiei (25) conduce la variaţiile din figura 7. În general, se constată că parametrul a descreşte odată cu înaintarea leaderului în interval (în timpul „saltului final" are în orice caz o valoare de ordinul 0,05), ceea ce este echivalent cu afirmaţia că, traiectoria urmată de leader este mai sensibilă la factorii aleatori numai în primele momente ale propagării.

Modelul propus în paragraful 1 poate să ofere o semnificaţie fizică globală a distribuţiei timpilor de propagare a leaderului. Spre exemplificare se consideră cazul intervalului de 10 m pentru $U = U_{50} = 1\,890$ kV. Înălţimea saltului final este de 3,73 m, lungimea axială care trebuie să fie parcursă de leader este, deci, 6,27 m. Cum viteza de propagare a leaderului este presupusă constantă şi egală cu 1,9 cm/μs (fig. 3), timpul minim de propagare este de $t_0 = 330$ μs.

Pe de altă parte, $t/t_0 = L/L_z = \mu$, distribuţia timpilor de propagare nu este alta decît distribuţia coeficientului de distorsiune prin factorul t_0. Aceasta este prezentată în figura 8, pentru $R = 15$ şi $a = 0{,}27$ şi este comparată cu histograma timpilor de propagare a leaderului. Astfel, apare posibilă presupunerea că propagarea leaderului într-un interval (de 10 m) se face cu viteză constantă (de 1,9 cm/μs) de-a lungul unei linii frînte. Fiecare segment al

acestei linii are o lungime de $l = 6{,}27/15 = 0{,}42$ m și unghiul pe care-l face fiecare segment cu axa intervalului se supune legii de probabilitate definită la paragraful 1.2., parametrul a luînd valoarea 0,27. Aceasta înseamnă că unghiul cel mai probabil între un segment elementar și axa intervalului este de circa 30°. În

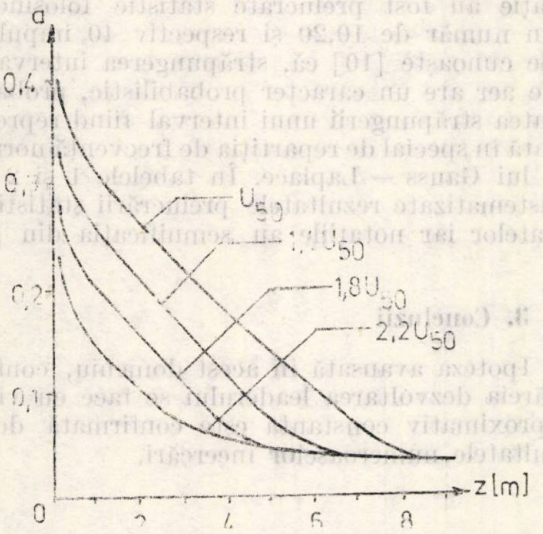


Fig. 7. Variația parametrului a în funcție de z pentru diferite valori ale tensiunii de încercare (interval de 10 m).

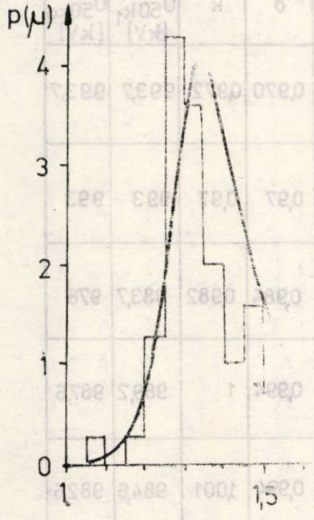


Fig. 8. Comparație între distribuția experimentală a timpilor de propagare și distribuția calculată a lungimilor parcurse.

măsura în care s-a observat că parametrul a variază în cursul propagării, această aplicație numerică este o ilustrare aproximativă a modelului de mai sus.

La paragraful 1.1 s-a afirmat că parametrii caracteristici dispersiei timpilor de propagare depind de viteza de variație (frontul undei) a tensiunii aplicate. Într-adevăr, cercetările efectuate au arătat că propagarea leaderului în aer este dependentă de frontul tensiunii; în diagramele din figurile 9, 10, 11 s-au reprezentat tensiunile de străpungere (ca ansamblu de condiții favorabile apariției unui leader, ale unui eclator vîrf-placă, la tensiunea cu polaritate pozitivă). La vîrful puternic curbat, minimul tensiunii de străpungere se deplasează cu mărirea distanței la fronturile lungi.

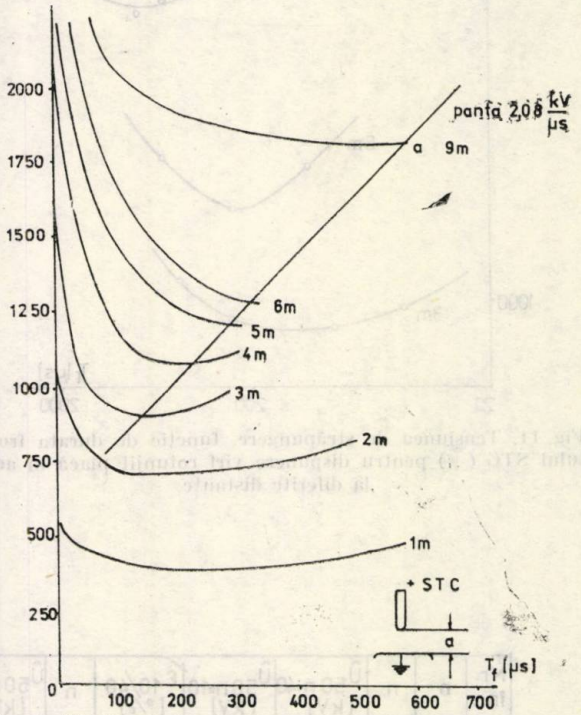


Fig. 9. Tensiunea de străpungere în funcție de durata frontului — STC(+) — pentru diferite distanțe la dispunerea vîrf-placă.

Minimul tensiunii de străpungere se înscrie pentru fiecare curbă pe o dreaptă cu panta de 2,08 kV/μs așa cum reiese din figurile 9, 10.

De aici rezultă că există un front critic al supratensiunii unipolare, dat de relația:

$$T_{s.cr} = \frac{U - 600}{2{,}08}\ [\mu s]\ (U \text{ în } [kV]), \quad (34)$$

pentru fiecare valoare a impulsului de tensiune.

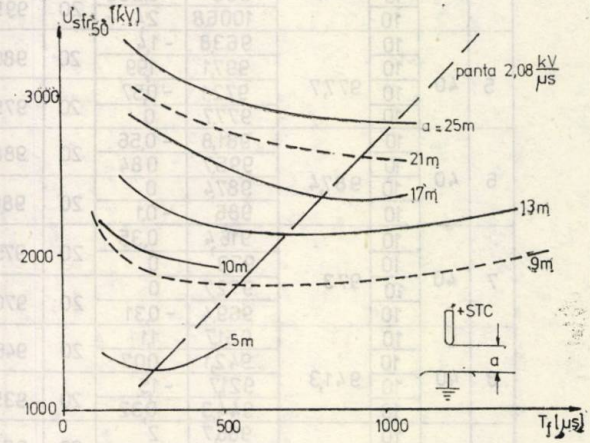


Fig. 10. Influența duratei frontului asupra tensiunii de străpungere la dispunerea vîrf-placă în aer:

$$T_{fcr} = \frac{U[kV] - 600\ [kV]}{2{,}08\ [kV/\mu s]}, \text{ pentru } a > 3 \text{ m}.$$

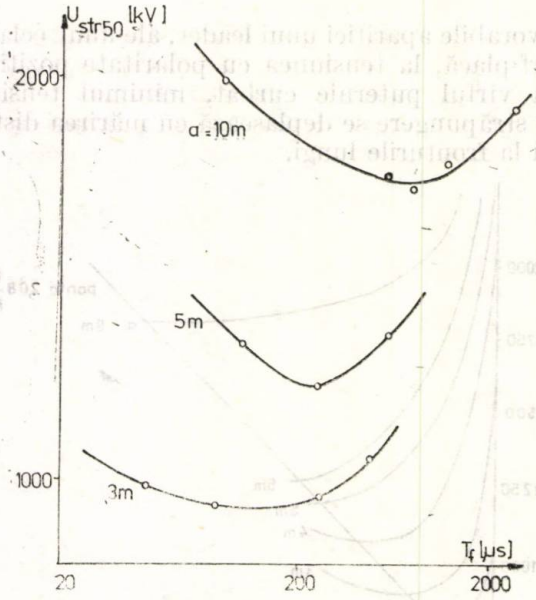


Fig. 11. Tensiunea de străpungere, funcție de durata frontului STC (+) pentru dispunere vîrf rotunjit placă în aer, la diferite distanțe.

Tensiunile de impuls de comutație 250/2 500 μs, propuse de standardele internaționale, produc la distanțe pînă la 7 m, corespunzător unei tensiuni de comutație de 1 600 kV, cele mai mici tensiuni de străpungere. La distanțe mai mari se produc valori mai joase cu timpi de front mai mari.

Tensiunile de străpungere luate în considerație au fost prelucrate statistic folosindu-se un număr de 10,20 și respectiv 40 impulsuri. Se cunoaște [10] că, străpungerea intervalelor de aer are un caracter probabilistic, probabilitatea străpungerii unui interval fiind reprezentată în special de repartiția de frecvență normală a lui Gauss — Laplace. În tabelele 1 și 2 sînt sistematizate rezultatele prelucrării statistice a datelor iar notațiile au semnificația din [11].

3. Concluzii

Ipoteza avansată în acest domeniu, conform căreia dezvoltarea leaderului se face cu viteză aproximativ constantă este confirmată de rezultatele numeroaselor încercări.

Tabelul 1

Nr înc.	n	n	$\hat{U}_{50\,n=40}$ [kV]	$\hat{U}_{50\,n=10}$ [kV]	$\varepsilon_{10/40}$ [%]	n	$\hat{U}_{50\,n=20}$ [kV]	$\varepsilon_{20/40}$ [%]	ΔU [%]	σ [%]	T_1 [μs]	δ	k	$U_{50\,k_1}$ [kV]	U_{50kd} [kV]
1	40	10	935,7	1111	1,02	20	1006,8	1,12	2,8	6	280	0,970	0,972	993,7	993,7
		10		1004,1	0,84										
		10		1001,3	0,56	20	983,2	-1,25							
		10		966,6	- 2,9										
2	40	10	993	1001,3	0,83	20	1011,0	1,8	2,88	6	280	0,97	0,97	993	993
		10		1022	2,9										
		10		976,3	1,8	20	975	-1,8							
		10		973,5	1,9										
3	40	10	998,8	1006,8	0,8	20	996,4	0,29	2	5,7	280	0,984	0,982	983,7	978
		10		995,7	- 0,31										
		10		997,1	0,17	20	984,8	-0,2							
		10		995,7	- 0,31										
4	40	10	983,2	956,9	2,7	20	969,4	- 1,4	2	5,4	280	0,994	1	989,2	987,6
		10		983,2	0										
		10		985	0,285	20	995,7	1,27							
		10		1006,8	2,4										
5	40	10	977,7	963,8	- 1,4	20	980,5	0,287	1,88	5,17	280	0,994	1,001	984,6	982,6
		10		997,1	1,99										
		10		972,1	- 0,57	20	975	- 0,287							
		10		977,7	0										
6	40	10	987,4	981,8	- 0,56	20	988,8	0,14	1,88	4,7	280	0,992	1,001	995,9	993,3
		10		995,7	0,84										
		10		987,4	0	20	986,7	- 0,07							
		10		986	- 0,1										
7	40	10	973	916,4	0,35	20	975	0,2	2,26	2,07	150	1,028	1,04	984,26	979
		10		973	0										
		10		972,7	0	20	970,8	- 0,22							
		10		969,4	- 0,31										
8	40	10	941,3	951,7	1,1	20	946	0,5	2	1,9	150	1,028	1,04	952,26	947
		10		942,1	0,07										
		10		921,7	- 1,5	20	935,7	0,6							
		10		944,3	0,32										
9	40	10	947,8	966,7	2	20	954,3	0,7	2,7	2,5	150	1,028	1,04	959	953,5
		10		940											
		10		941,7	0,65	20	941,4	0,68							
		10		941,3	0,6										

Tabelul 2

	1.STC-3m măsurătorile 1...6			2.STC-3m măsurătorile 7...9			3.STC-3m măsurătorile interelectrotest			4.STC-3m *		
	$\hat{U}_{50}$ [kV]	$\hat{U}_{50k_1}$ [kV]	$\hat{U}_{50kd}$ [kV]	$\hat{U}_{50}$ [kV]	$\hat{U}_{50k_1}$ [kV]	$\hat{U}_{50kd}$ [kV]	$\hat{U}_{50}$ [kV]	$\hat{U}_{50k_1}$ [kV]	$\hat{U}_{50kd}$ [kV]	$\hat{U}_{50}$ [kV]	$\hat{U}_{50k_1}$ [kV]	$\hat{U}_{50kd}$ [kV]
media	989,3	990	988	954	955	959,8	972	982	979	1028	1004	1010
mediana	988,2	989,5	985,8	957,2	958,3	963,	953	967	961	–	–	–
δ [%]	0,81	0,5	0,43	1,7	1,73	1,76	6	5	5,1	15	–	–

* Rezultate comunicate la interelectrotest de către LIT-Electroputere

Această constatare permite interpretarea dispersiei, duratei de propagare a leaderului pe o bază pur geometrică.

Modelul prezentat este destul de simplu, deoarece nu comportă decît doi parametri. Se poate admite că unul este constant pentru cele două intervale studiate în lucrare, în timp ce celălalt este variabil. Așa cum s-a văzut, legea de variație a lui a este greu de precizat însă studiul detaliat al rezultatelor experimentale disponibile permite evidențierea a două tendințe: pe de o parte parametrul a este cu atît mai mic cu cît cîmpul electric este mai uniform, iar pe de altă parte este, de asemenea, cu atît mai mic cu cît este mai mare viteza de variație a tensiunii.

Problema estimării valorilor locale ale parametrului a nu este încă rezolvată; rezultatele experimentale obținute sînt insuficiente pentru o mai bună precizare a legii de variație a parametrului a.

Avantajul major al modelului prezentat este că permite, prin confruntarea cu rezultatele experimentale, confirmarea justeții ipotezelor de bază.

Studiul descărcărilor în intervale lungi apare cu atît mai important, cu cît capătă amploare folosirea echipamentelor de înaltă tensiune. Problematica acestui domeniu are încă multe aspecte neelucidate la care se lucrează astăzi în toate laboratoarele din lume, cît și în cadrul unor asociații sau grupări de specialiști.

Bibliografie

[1] *Jones, B.* Phil. Trans. Roy. Soc. London A. 275.1973 pages 165–180.

[2] *Klewe, R. C., Waters, R.T., Jones, B.* Breakdown phenomena of long gaps under switching impulse conditions, Chap. 4, I.E.E.E., nr. 74, Ch. 0910–0. PWR Summer Meeting 1974.

[3] *Gary, C., Hutzler, B., Scumitt, J.P.* I.E.E.E.Conference paper. Summer Meeting 1972.

[4] *The Renardieres, Group.* Research on long air gap. discharges et Les Renardiéres, 1973, Results., Electra, nr. 35, July, 1974, pag. 49–156.

[5] *Gallimberti, I., Stassinopoulos G.* Developpment of positive discharges in atmospheric air. ISH Munich, 1972, p. 279–285.

[6] *Baldo, G.* Il fenomeno della scarica in aria su lunghe distanze, L'electrotehnica, vol. **LVI** nr. 11, Novembre 1969 p. 661–674. vol. **LVI**, nr. 12, Decembre 1969, p. 712–729.

[7] *Hutzler, B., Hutzler-Barre, D.* Grandes etincelles en polarité positive caracteristiques de dispersion du leader, Electricitè de France, Direction des Etudes et Recherarches, Paris, France.

[8] *Volkova, O. V.* Vilianie absoliatnoi vlajnosti vozduha na razdranie napriajenia dlinnih vozdujnih promejutcov, Electricestvo, nr. 3, 1968, p. 49–53.

[9] *Berger, G., Boillot, A.* L'amorsage dans l'air aux grandes distances RGE, Tome **83**, nr. 11. Novembre 1974, p. 763–789.

[10] *Avrămescu A., Adămuț, I.* Stabilirea statistică a tensiunilor de ținere și de conturnare la implus a izolatoarelor, Electrotehnica, nr. 6/1972, p. 207–217.

[11] *Tușaliu, P., Bălășoiu, T.* Descărcări electrice în intervale lungi de aer. Ses. de com. tehnico-științifice, CCSIT — Electroputere, nov. 1979.

CZ 628.937 : 621.317.33

INTERFAȚĂ ELECTROD/ELECTROLIT
DIFUZIE NESTAȚIONARĂ
CAPACITATE DIFERENȚIALĂ

Fenomene tranzitorii (de relaxare) în sisteme electrochimice, în cazul variației în trepte a curentului total

ION MITRACHE* — CLUJ-NAPOCA

În prezenta lucrare se deduc ecuații pentru dependențele de timp ale tensiunii imprimate suplimentare „măsurată", tensiunii imprimate suplimentare, intensităților curentului de încărcare a stratului dublu electric și curentului faradaic, în cazul variației în trepte a curentului total, luînd în considerație difuzia nestaționară, căderea ohmică de tensiune și influența capacității diferențiale a stratului dublu electric.

Se consideră procesul de electrod :

Oxidant + ne^- $\rightleftharpoons$ Reducător,

la echilibru (e).

Se presupune că la momentul inițial $t = 0$ se modifică, prin treapta Δi, în condiții de semnal mic [1, 2], intensitatea curentului total de la $I_e(=0)$ la $I_e + \Delta i = i$ (constantă în timp) (fig. 1).

La aplicarea treptei Δi, intensitatea curentului faradaic variază de la $I_{f,e}(=0)$ la $I_{f,e} + \Delta i_f(t) = i_f(t)$, iar intensitatea curentului de

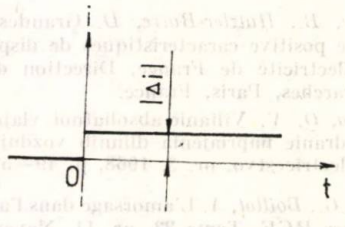


Fig. 1. Variația în trepte a intensității curentului total.

încărcare a stratului dublu electric (curent nefaradaic) variază de la $I_{C,e}(=0)$ la $I_{C,e} + \Delta i_C(t) = i_C(t)$. De asemenea, tensiunea de electrod „măsurată" [2] variază de la $U_{m,e}$ la $U_{m,e} + \Delta u_m(t) = u_m(t)$, iar tensiunea imprimată suplimentară „măsurată" [2] variază de la $U_{i,s,m,e}(=0)$ la $U_{i,s,m,e} + \Delta u_{i,s,m}(t) = u_{i,s,m}(t)$. Corespunzător, tensiunea (diferența de potențial) de electrod variază de la U_e la $U_e + \Delta u(t) = u(t)$, iar supratensiunea totală, adică tensiunea imprimată suplimentară [2, 3] variază de la $U_{i,s,e}(=0)$ la $U_{i,s,e} + \Delta u_{i,s}(t) = u_{i,s}(t)$.

Relația dintre intensitatea curentului faradaic $i_f(t)$ și tensiunea imprimată suplimentară $u_{i,s}(t)$ cînd etapa lentă de transport este difuzia, are forma [1, 4] :

$$i_f(t) = I_0 \left(\frac{c_{Ox,s}(t)}{C_{Ox,v}} - \frac{c_{\mathrm{Red},s}(t)}{C_{\mathrm{Red},v}} - \frac{nFu_{i,s}(t)}{RT} \right), \quad (1)$$

unde I_0 este intensitatea curentului de schimb ($I_0 = J_0 A$; J_0 fiind densitatea curentului de schimb ; iar A — aria interfeței electrod/electrolit) ; $c_{Ox,s}(t)$, $c_{Red,s}(t)$ — concentrațiile reactanților la interfața electrod/electrolit ; $C_{Ox,v}$, $C_{\mathrm{Red},v}$ — concentrațiile reactanților în faza de volum a electrolitului ; n — numărul electronilor transferați în reacția de electrod ; F — — numărul lui Faraday ; R — constanta universală a gazelor ; T — temperatura absolută.

Intensitatea curentului de încărcare a stratului dublu electric $i_C(t)$ este dată de relația [1] :

$$i_C(t) = -C \frac{du(t)}{dt} = -C \frac{du_{i,s}(t)}{dt}, \quad (2)$$

unde C este capacitatea diferențială a stratului dublu electric, „în jurul echilibrului".

La momentul inițial, $t = 0$:

$$\Delta u(0) = \Delta u_{i,s}(0) = u_{i,s}(0) = 0. \quad (3)$$

Intensitatea curentului total i este dată de relația :

$$i = i_f(t) + i_C(t). \quad (4)$$

Relația dintre tensiunea imprimată suplimentară $u_{i,s}(t)$ și tensiunea imprimată suplimentară „măsurată" $u_{i,s,m}(t)$ este de forma [2] :

$$-u_{i,s}(t) + R_0 i = -u_{i,s,m}(t), \quad (5)$$

unde R_0 este rezistența (ohmică) a electrodului de lucru și a electrolitului care se află între electrondul de lucru și capilara (proba) Luggin.

Din relațiile (1), (2), (4) și (5) se obține :

$$C \frac{du_{i,s,m}(t)}{dt} + I_0 \frac{nF}{RT} u_{i,s,m}(t) =$$

$$= I_0 \left(\frac{c_{Ox,s}(t)}{C_{Ox,v}} - \frac{c_{\mathrm{Red},s}(t)}{C_{\mathrm{Red},v}} \right) - \left(1 + R_0 I_0 \frac{nF}{RT} \right) i. \quad (6)$$

La momentul inițial $t = 0$, din relația (5) rezultă :

$$-u_{i,s}(0) + R_0 i = -u_{i,s,m}(0). \quad (7)$$

Din relațiile (3) și (7) se obține :

$$u_{i,s,m}(0) = -R_0 i. \quad (8)$$

Se consideră cazul electrodului de lucru cu suprafață plană în contact cu electrolitul (electrod „plan") și difuzia liniară nemărginită într-un singur sens [1] (difuzie liniară „semi-infinită"). În acest caz ecuațiile care dau cea de a doua lege a lui Fick, corespunzătoare concentrațiilor reactanților sînt [4] :

$$D_{Ox} \frac{\partial^2 c_{Ox}(x,t)}{\partial x^2} = \frac{\partial c_{Ox}(x,t)}{\partial t}, \quad (9)$$

$$D_{\mathrm{Red}} \frac{\partial^2 c_{\mathrm{Red}}(x,t)}{\partial x^2} = \frac{\partial c_{\mathrm{Red}}(x,t)}{\partial t}, \quad (10)$$

unde D_{Ox}, D_{Red} sînt coeficienții de difuzie ai reactanților ; x — distanța pînă la interfața electrod/electrolit. Condițiile inițială și la limită sînt [1, 4] :

$$(c_{Ox}(x,t)_{t=0} = c_{Ox}(x,0) = C_{Ox,v}, \quad x \geq 0, \quad (11)$$

$$(c_{\mathrm{Red}}(x,t)_{t=0} = c_{\mathrm{Red}}(x,0) = C_{\mathrm{Red},v}, \quad x \geq 0, \quad (12)$$

$$\lim_{x\to\infty} c_{Ox}(x,t) = C_{Ox,v}, \quad t \geq 0, \quad (13)$$

$$\lim_{x\to\infty} c_{\mathrm{Red}}(x,t) = C_{\mathrm{Red},v} \; t \geq 0, \quad (14)$$

$$i_f(t) = nFD_{Ox}A \left(\frac{\partial c_{Ox}(x,t)}{\partial x}\right)_{x=0}, \quad t \geq 0, \quad (15)$$

$$D_{Ox}\left(\frac{\partial c_{Ox}(x,t)}{\partial x}\right)_{x=0} + D_{\mathrm{Red}}\left(\frac{\partial c_{\mathrm{Red}}(x,t)}{\partial x}\right)_{x=0} = 0, \quad t \geq 0. \quad (16)$$

Este evident că :

$$c_{Ox,s}(t) = c_{Ox}(o,t) = (c_{Ox}(x,t))_{x=0}, \quad (17)$$

$$c_{\mathrm{Red},s}(t) = c_{\mathrm{Red}}(o,t) = (c_{\mathrm{Red}}(x,t)). \quad (18)$$

Folosind transformata Laplace, corespunzător celor două cazuri, după cum se arată în anexă, pentru mărimile $u_{i,s,m}(t)$, $u_{i,s}(t)$, $i_C(t)$, $i_f(t)$, se obțin, respectiv, ecuațiile :

1. $$u_{i,s,m}(t) = -\frac{i}{C}\left[\frac{2(\mu+\nu)}{\mu\nu}\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2} - \frac{\mu^2+\nu^2+\mu\nu}{\mu^2\nu^2} - \frac{\nu}{\mu^2(\mu-\nu)}\exp(\mu^2 t)\,\mathrm{erfc}(\mu t^{1/2}) + \frac{\mu}{\nu^2(\mu-\nu)}\exp(\nu^2 t)\,\mathrm{erf}c(\nu t^{1/2})\right] - R_0 i, \quad (19)$$

$$u_{i,s}(t) = u_{i,s,m}(t) + R_0 i = -\frac{i}{C}\left[\frac{2(\mu+\nu)}{\mu\nu}\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2} - \frac{\mu^2+\nu^2+\mu\nu}{\mu^2\nu^2} - \frac{\nu}{\mu^2(\mu-\nu)}\exp(\mu^2 t)\cdot \mathrm{erfc}(\mu t^{1/2}) + \frac{\mu}{\nu^2(\mu-\nu)}\exp(\nu^2 t)\cdot \mathrm{erfc}(\nu t^{1/2})\right]; \quad u_{i,s}(0) = 0, \quad (20)$$

verificîndu-se relația (3).

$$i_C(t) = -C\frac{du_{i,s}(t)}{dt} = -C\frac{du_{i,s,m}(t)}{dt} = \frac{i}{\mu-\nu}\left[-\nu\exp(\mu^2 t)\,\mathrm{erfc}(\mu t^{1/2}) + \mu\exp(\nu^2 t)\mathrm{erfc}(\nu t^{1/2})\right]; \quad i_C(0) = i, \quad (21)$$

rezultînd că $i_C(t)$ are salt în $t = 0$.

$$i_f(t) = i - i_C(t) = i\left\{1 - \frac{1}{\mu-\nu}\cdot[-\nu\exp(\mu^2 t)\,\mathrm{erfc}(\mu t^{1/2}) + \mu\exp(\nu^2 t)\cdot \mathrm{erfc}(\nu t^{1/2})]\right\}; \quad i_f(0) = 0, \quad (22)$$

rezultînd că $i_f(t)$ nu are salt în $t = 0$.

2. $$u_{i,s,m}(t) = -\frac{3i}{C\lambda^2}\left[2\lambda\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2} - 1 - \left(\frac{2}{3}\lambda^2 t - 1\right)\exp(\lambda^2 t)\,\mathrm{erfc}(\lambda t^{1/2})\right] - R_0 i, \quad (23)$$

$$u_{i,s}(t) = -\frac{3i}{C\lambda^2}\left[2\lambda\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2} - 1 - \left(\frac{2}{3}\lambda^2 t - 1\right)\exp(\lambda^2 t)\,\mathrm{erfc}(\lambda t^{1/2})\right]; \quad u_{i,s}(0) = 0. \quad (24)$$

$$i_C(t = i\left[2\lambda\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2} - (2\lambda^2 t - 1)\exp(\lambda^2 t)\cdot \mathrm{erfc}(t^{1/2})\right]; \quad i_C(0) = i. \quad (25)$$

$$i_f(t) = i\left[1 - 2\lambda\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2} + (2\lambda^2 t - 1)\exp(\lambda^2 t)\cdot\right.$$

$$\left.\cdot \operatorname{erfc}(\lambda t^{1/2})\right]; \quad i_f(0) = 0. \tag{26}$$

Berzins și Delahay [5] deduc o ecuație pentru $u_{i,s}(t)$, compensînd căderea ohmică de tensiune ($R_0\, i$), dar nu consideră cazul rădăcinii duble a ecuației $P_2(z) = 0$.

ANEXĂ

Se introduc funcțiile :

$$\varphi_{OX}(x, t) = \frac{c_{OX}(x, t) - C_{OX,v}}{C_{OX,v}}, \tag{27}$$

$$\varphi_{\mathrm{Red}}(x, t) = \frac{c_{\mathrm{Red}}(x, t) - C_{\mathrm{Red},v}}{C_{\mathrm{Red},v}}. \tag{28}$$

Transformata Laplace a tensiunii imprimate suplimentare „măsurată" este :

$$\bar{u}_{i,s,m}(p) = -\frac{i}{C}\,\frac{p^{1/2} + \alpha}{p^{3/2}(p + \alpha p^{1/2} + \beta)} - \frac{R_0 i}{p}, \tag{29}$$

unde :

$$\alpha = \frac{I_o}{nFA}\left(\frac{1}{C_{OX,v} D_{OX}^{1/2}} + \frac{1}{C_{\mathrm{Red},v} D_{\mathrm{Red}}^{1/2}}\right); \tag{30}$$

$$\beta = \frac{nF}{RT}\,\frac{I_0}{C}. \tag{31}$$

Din relațiile (8) și (29) se obține :

$$p\bar{u}_{i,s,m}(p) - u_{i,s,m}(0) = -\frac{i}{C}\,\frac{p^{1/2} + \alpha}{p^{1/2}(p + \alpha p^{1/2} + \beta)}. \tag{32}$$

Cu substituția $p^{1/2} = z$:

$$\frac{p^{1/2} + \alpha}{p^{3/2}(p + \alpha p^{1/2} + \beta)} = \frac{z + \alpha}{z^3(z^2 + \alpha z + \beta)} = \frac{P_1(z)}{z^3 P_2(z)}, \tag{33}$$

cu $P_1(0) = \alpha \neq 0$; $P_2(-\alpha) = \beta \neq 0$, și

$$\frac{p^{1/2} + \alpha}{p^{1/2}(p + \alpha p^{1/2} + \beta)} = \frac{z + \alpha}{z(z^2 + \alpha z + \beta)} = \frac{P_1(z)}{z P_2(z)}. \tag{34}$$

Deoarece $\alpha,\ \beta \in (0, \infty)$, rezultă $\alpha^2 - 4\beta \in \in (-\infty, \infty)$.

Se disting cazurile :

1. Dacă $\alpha^2 - 4\beta \neq 0$, ecuația $P_2(z) = 0$ are două rădăcini simple [reale (dacă $\alpha^2 - 4\beta > 0$), sau complexe conjugate (dacă $\alpha^2 - 4\beta < 0$)] :

$$z_1 = -\frac{1}{2}(\alpha - \sqrt{\alpha^2 - 4\beta}) = -\mu,$$

$$z_2 = -\frac{1}{2}(\alpha + \sqrt{\alpha^2 - 4\beta}) = -\nu; \quad \mu + \nu = \alpha.$$

În acest caz, funcția-original corespondentă transformatei Laplace (29) este dată de relația (19), iar funcția-original corespondentă transformatei Laplace (32) este :

$$g(t) = \frac{du_{i,s,m}(t)}{dt} = -\frac{i}{C}\,\frac{1}{\mu - \nu}\cdot$$

$$\cdot\left[-\nu\exp(\mu^2 t)\operatorname{erfc}(\mu t^{1/2}) + \mu\exp(\nu^2 t)\operatorname{erfc}(\nu t^{1/2})\right]. \tag{35}$$

2. Dacă $\alpha^2 - 4\beta = 0$, ecuația $P_2(z) = 0$ are o rădăcină dublă (reală) :

$$z_1 = z_2 = -\frac{\alpha}{2} = -\lambda; \quad 2\lambda = \alpha.$$

În acest caz, funcția-original corespondentă transformatei Laplace (29) este dată de relația (23), iar funcția-original corespondentă transformatei Laplace (32) este :

$$g(t) = \frac{du_{i,s,m}(t)}{dt} = -\frac{i}{C}\left[2\lambda\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2} - \right.$$

$$\left. - (2\lambda^2 t - 1)\exp(\lambda^2 t).\operatorname{erfc}(\lambda t^{1/2})\right]. \tag{36}$$

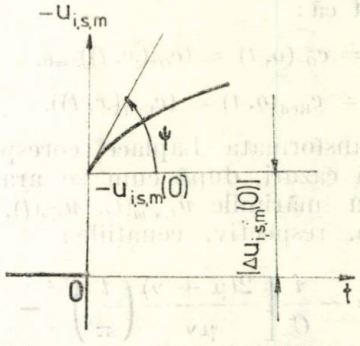


Fig. 2. Curba „$-u_{i,s,m}$" $\div\ t$ obținută prin oscilografiere.

Relațiile (35), (36) se mai obțin, respectiv, din relațiile (19), (23), prin derivare. Invers, deoarece $u_{i,s,m}(t) = u_{i,s,m}(0) + \int_0^t g(\tau)\, d\tau$, relațiile (19), (23) se mai obțin folosind (35), (36).

Se oscilografiază „$-u_{i,s,m}(t)$" (fig. 2) (sau „$-u_m(t)$").

În figura 2 s-a reprezentat ca axă a ordonatelor „$-u_{i,s,m}$", datorită convenției prin care $u_{i,s}$ (deci și $u_{i,s,m}$) și i_f au semne opuse (spre exemplu, pentru procesul net catodic, $u_{i,s}<0$ și $i_f>0$) [4, 6].

Din oricare dintre relațiile (19), (23), pentru $t=0$, se obține:

$$R_0 = -\frac{u_{i,s,m}(o)}{i} = -\frac{\Delta u_{i,s,m}(o)}{\Delta i} = -\frac{\Delta u_m(o)}{\Delta i} = \frac{|\Delta u_{i,s,m}(o)|}{|\Delta i|} = \frac{|\Delta u_m(o)|}{|\Delta i|}, \quad (37)$$

relație ce rezultă și, direct, din (8).

În relația (37) mărimile $\Delta u_{i,s,m}(o,(=\Delta u_m(o))$ și Δi au, evident, semne opuse [în exemplul din figurile 1 și 2, $\Delta i>0$ și $\Delta u_{i,s,m}(o)<0,(-\Delta u_{i,s,m}(o)>0)$].

Rezistența (ohmică) R_0 se calculează cu relația (37); se cunoaște treapta aplicată de modul $|\Delta i|$ (fig. 1), iar $|\Delta u_{i,s,m}(o)|$ se determină din oscilograma „$-u_{i,s,m}$" $\div t$ (fig. 2).

Din oricare dintre relațiile (35), (36), pentru $t \searrow 0$, se obține:

$$C = \frac{i}{\left(\frac{d(-u_{i,s,m}(t))}{dt}\right)_{\substack{t\to o\\ t>o}}} = \frac{\Delta i}{\left(\frac{d(-u_{i,s,m}(r))}{dt}\right)_{\substack{t\to o\\ t>o}}} = \frac{\Delta i}{\left(\frac{d(-u_m(t))}{dt}\right)_{\substack{t\to o\\ t>o}}} = \frac{|\Delta i|}{\left|\left(\frac{d(-u_{i\,s,m}(t))}{dt}\right)_{\substack{t\to o\\ t>o}}\right|} = \frac{|\Delta i|}{\left|\left(\frac{d(-u_m(t))}{dt}\right)_{\substack{t\to o\\ t>o}}\right|}. \quad (38)$$

În relația (38) mărimile Δi și

$$\left(\frac{d(-u_{i,s,m}(t))}{dt}\right)_{\substack{t\to o\\ t>o}}, \quad \left(=\left(\frac{d(-u_m(t))}{dt}\right)_{\substack{t\to o\\ t>o}}\right),$$

au, evident, același semn [în exemplul din figurile 1 și 2, $\Delta i>0$ și $\left(\frac{d(-u_{i,s,m}(t))}{dt}\right)_{\substack{t\to o\\ t>o}} \hat{=} \hat{=} \mathrm{tg}\psi>0, \left(0<\psi<\frac{\pi}{2}\right)$].

Capacitatea diferențială C a stratului dublu electric, „în jurul echilibrului", se calculează cu relația (38); $\left|\left(\frac{d(-u_{i,s,m}(t))}{dt}\right)_{\substack{t\to o\\ t>o}}\right|$ se determină din oscilograma „$-u_{i,s,m}$" $\div t$ (fig. 2).

Relația (38) este de aceeași formă cu cea dedusă în cazul neglijării efectului difuziei nestaționare (pentru momente foarte mici) [2].

Autorul mulțumește referentului prof. dr. doc. ing. A. Țugulea pentru discuțiile utile avute cu privire la lucrare.

Bibliografie

[1] *Mitrache, I. E.E.A. — Electrotehnica*, în curs de pulicare

[2] *Mitrache, I. E.E.A.— Electrotehnica*, **32**, 175 (1984).

[3] *Mitrache I. E.E.A. — Electrotehnica*, **31**, 63 (1983).

[4] *Delahay, P., Tobias, C.W.* (Editors) Advances in Electrochemistry and Electrochemical Engineering, Vol. **1**, Interscience, New York, London, 1961.

[5] *Berzins, T., Delahay, P., J. Am. Chem. Soc.*, **77**, 6448 (1955).

[6] *Oniciu, L., Agachi, Ş., Boboş, L., Mitrache, I., Schmidt, E. Soo, A., Suciu, E., Topan, V.* Conversia electrochimică a energiei, Editura Științifică și Enciclopedică, București, 1977.

Recenzii

M. S. Mahmoud și M. G. Singh: Sisteme discrete. Control și optimizare. (Discrete systems. Analysis. Control and Optimization.) Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, Tokio, 1984

O varietate tot mai mare de aparate digitale este utilizată pentru prelucrarea informației și reglare, în numeroase aplicații: procese industriale, rețele electrice, sisteme biologice și comunicații. Această tendință a fost susținută de apariția microprocesoarelor și a rețelelor de calculatoare cu costuri reduse. Pentru astfel de aplicații este avantajos să se utilizeze modelarea discretă a sistemelor.

Cartea, care constituie obiectul recenziei, prezintă o tratare cuprinzătoare a sistemelor dinamice discrete, acoperind domeniile modelării, optimizării și proiectării sistemelor de reglare. Lucrarea este organizată în opt capitole. Primul capitol (Modele discrete în sistemele inginerești) prezintă un număr de modele discrete, ilustrative.

Celelalte 7 capitole sînt grupate în 3 părți: Analiză (partea I), Reglare (partea II) și Optimizare (partea III).

Analiza sistemelor discrete este tratată în capitolele 2 și 3. Capitolul 2 se ocupă cu repre-

zentarea sistemelor dinamice discrete, utilizînd funcţiile de transfer, ecuaţii cu diferenţe finite şi descompunerea modală. Simplificarea funcţiilor de transfer de ordin superior este, de asemenea, prezentată, utilizînd dezvoltarea în fracţii continue. În capitolul 3 se examinează proprietăţile structurale ale sistemelor de reglare discrete cum ar fi controlabilitatea, observabilitatea şi stabilitatea. Se prezintă astfel analiza Lyapunov a stabilităţii şi se dau algoritmi de calcul pentru rezolvarea ecuaţiilor Lyapunov.

Reglarea sistemelor discrete cuprinde capitolele 4 şi 5. În capitolul 4 se consideră proiectarea regulatoarelor pentru sisteme discrete utilizînd feedback pe stare (bazată pe algoritmi de asigurare a valorilor şi structurilor proprii) şi feedback pe ieşire. Schemele de reglare cu feedback sînt dezvoltate atît pentru sisteme mici, cît şi pentru sisteme mari. Aceleaşi probleme sînt tratate şi pentru sisteme discrete cu anumite stări inaccesibile.

Optimizarea sistemelor discrete este tratată în capitolele 6—8. În capitolul 6 se examinează tehnici de estimare a stărilor şi parametrilor. În capitolul 7 se examinează sistemele de reglare adaptive, cu ajutorul modelului de referinţă şi a autoacordării. Capitolul final (8) este dedicat optimizării dinamice a sistemelor discrete. Aici sînt expuse atît tehnici standard, cît şi tehnici de optimizare pentru sisteme mari.

Lucrarea este ilustrată cu numeroase exemple, atît în capitolul 1, cît şi la finele capitolelor 2—8.

Din cele expuse rezultă că această carte se adresează inginerilor automatişti, electronişti şi electrotehnicieni, atît celor ce lucrează în cercetare şi proiectare, cît şi în învăţămînt. Ea este scrisă într-un stil clar şi în plus conţine o bogată bibliografie la finele fiecărui capitol, ca şi un index de autori şi un index de subiecte. De aceea o recomandăm tuturor celor interesaţi în cercetarea, proiectarea şi practica sistemelor discrete.

FLORIN STĂNCIULESCU

P. Young: Estimarea recursivă şi analiza seriilor de timp (Recursive Estimation and Time-Series Analysis). Springer, Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, Tokio, 1984

Lucrarea are ca obiect două dintre problemele strîns legate de identificarea modelului unui sistem: estimarea recursivă a valorilor medii ale unei variabile aleatoare şi analiza seriilor de timp, rezultate din observaţii şi măsutăroi. Ea este organizată în 11 capitole şi 3 anexe, plus referinţe şi index de subiecte şi de autori.

Capitolul 1 prezintă un istoric al problemei. În capitolele 2—5 se tratează estimarea recursivă sub diferite aspecte. Astfel capitolul al 2-lea este dedicat problemelor simple cu un singur parametru necunoscut. Capitolul al 3-lea tratează aproximarea stocastică a estimării recursive. Capitolele 4 şi 5 sînt dedicate prezentării unor algoritmi de calcul pentru analiza regresiei celor mai mici pătrate recursive şi respectiv pentru modele de regresie cu parametri variabili în timp de estimare recursivă.

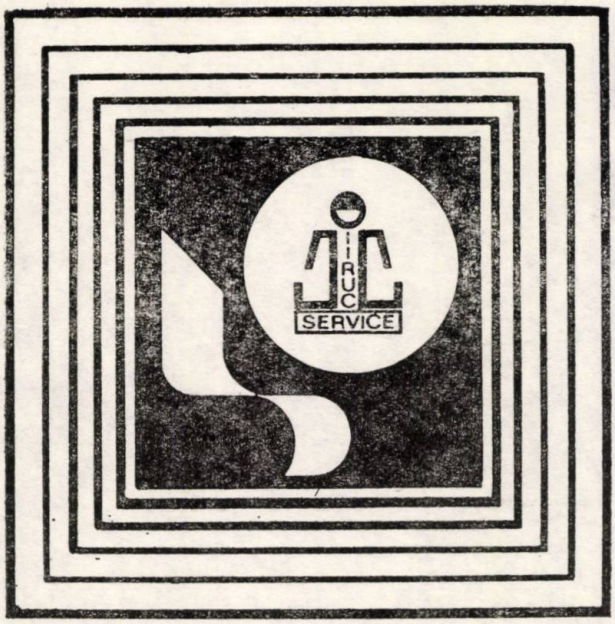
Capitolele 6—9 se ocupă cu metode de analiză a seriilor de timp. În capitolul 6 se abordează problema estimării seriilor de timp, utilizînd modelul seriei de timp. În capitolul 7 se tratează aşa-numita metodă a variabilei instrumentale de analiză a seriilor de timp. În acest capitol sînt redate şi cîteva rezultate practice reprezentative privind (e.g): prelucrarea cu ajutorul seriilor de timp a datelor privind gazul de furnal, modelarea cu ajutorul seriilor de timp a cantităţii de ploaie căzută în bazinul unui rîu etc.

Capitolul 8 tratează modele optimale de tratare a seriilor de timp, bazate pe astfel pe procedee ca metoda probabilităţii maxime şi altele. Abordări recursive alternative de analiză a seriilor de timp sînt prezentate în capitolul 9, care cuprinde şi un exemplu de aplicaţie practică pivind modelul dinamic stocastic al calităţii apei într-un rîu.

Capitolul 10 tratează estimarea recursivă ca un instrument general în analiza datelor şi construirea modelelor stochastice conţinînd şi o parte dedicată estimării stării unui sistem şi una despre estimarea adaptivă (auto-acordabilă) previziune şi control. Lucrarea, care se încheie cu un epilog (capitolul 11), mai conţine şi o serie de anexe, care cuprind: materiale de bază privind metodele matematice şi statistice, metoda Gauss a celor mai mici pătrate şi algoritmi de calcul, ca şi referinţe bibliografice, index de autori şi subiecte.

Lucrarea este bine scrisă şi conţine un material teoretic şi aplicativ util pentru toţi cei interesaţi în problema estimării recursive şi analiza seriilor de timp, bazate pe estimări şi măsurători, în special cercetători şi ingineri din domeniile automatică, electronică şi electrotehnică.

FLORIN STĂNCIULESCU



IIRUC service

Întreprinderea pentru Întreţinerea şi Repararea Utilajelor de Calcul şi de Electronică Profesională

Bucureşti — România
Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, sector 2
Telefon : 88.20.70
Telex : Service I.I.R.U.C. 11716 R

Întreprinderea noastră a luat fiinţă în 1968, în Bucureşti.
Acum, IIRUC oferă service tehnic pentru o gamă foarte largă de echipamente, printre care: ● comandă numerică pentru maşini-unelte ● sisteme şi minisisteme de calcul ● instrumente electronice de analiză şi măsură ● automate de dirijarea circulaţiei ● televiziune în circuit închis ● radiotelefoane ● aparatură medicală ● diverse alte echipamente
În principal, service-ul tehnic pe care îl oferim se compune din :
● întreţinerea preventivă periodică ● intervenţii la cerere la sediul beneficiarului ● reparaţii şi recondiţionări în laboratoare proprii ● instruirea personalului de exploatare al beneficiarului.
Aceste servicii sînt oferite atît utilizatorilor, cît şi producătorilor români sau străini, în România sau pe terţe pieţe.

11 SECŢII DE PRODUCŢIE — 80 DE FILIALE

În prezent, IIRUC deţine contracte de service cu mai mult de 16 000 de beneficiari români sau străini, deservind un parc de peste 350 000 de unităţi fizice.
Mai mult decît atît, acest parc se caracterizează prin existenţa a aproximativ 1 000 de tipuri diferite de echipamente, provenind de la 60 de producători independenţi.
Pentru a răspunde acestor cerinţe, ne-am structurat activitatea pe 11 secţii de producţie coordonate prin Sediul Central din Bucureşti.

Secţii naţionale pentru service dedicat

- S 15 — Procese automatizate prin comandă numerică
  — Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, Bucureşti/România, sectorul 2, tel. : 87.37.20
- S 20 — Sisteme şi minisisteme de calcul cu utilizare generală
  — Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, Bucureşti/România, sectorul 2, tel. : 88.68.20

Secţii teritoriale pentru service generalizat

- **S 03 — BUCUREŞTI**
  — Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, Bucureşti/România, sectorul 2, tel. : 88.60.65
- **S 07 — OLTENIA**
  — Cartier Rovine, bl. A, Craiova/România, tel. : 941/4.70.61
- **S 08 — BANAT**
  — Piaţa 700, Timişoara/România, tel. : 961/3.45.26
- **S 09 — TRANSILVANIA-NORD**
  — Str. Cimpeni nr. 28, Cluj-Napoca/România, tel. : 951/3.41.14
- **S 10 — TRANSILVANIA-SUD**
  — Str. Traian nr. 34, Braşov/România, tel. : 921/3.09.37
- **S 11 — MOLDOVA**
  — Str. Republicii, Iaşi/România, tel. : 981/3.28.44, 3.33.02
- **S 12 — MUNTENIA**
  — Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, Bucureşti/România, sectorul 2, tel. : 88.61.80
- **S 13 — DOBROGEA**
  — Str. Poporului nr. 121, Constanţa/România, tel. : 916/6.45.95, 6.47.93

MUZEUL NAȚIONAL AL LITERATURII ROMÂNE

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA" (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice, apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) București. Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export — import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001 — Telex 01.12.26

Tiparul :
Întreprinderea Poligrafică „Informația"
București, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 1191

1987 JUL 2 0

E 2040/1

ETE

66 04

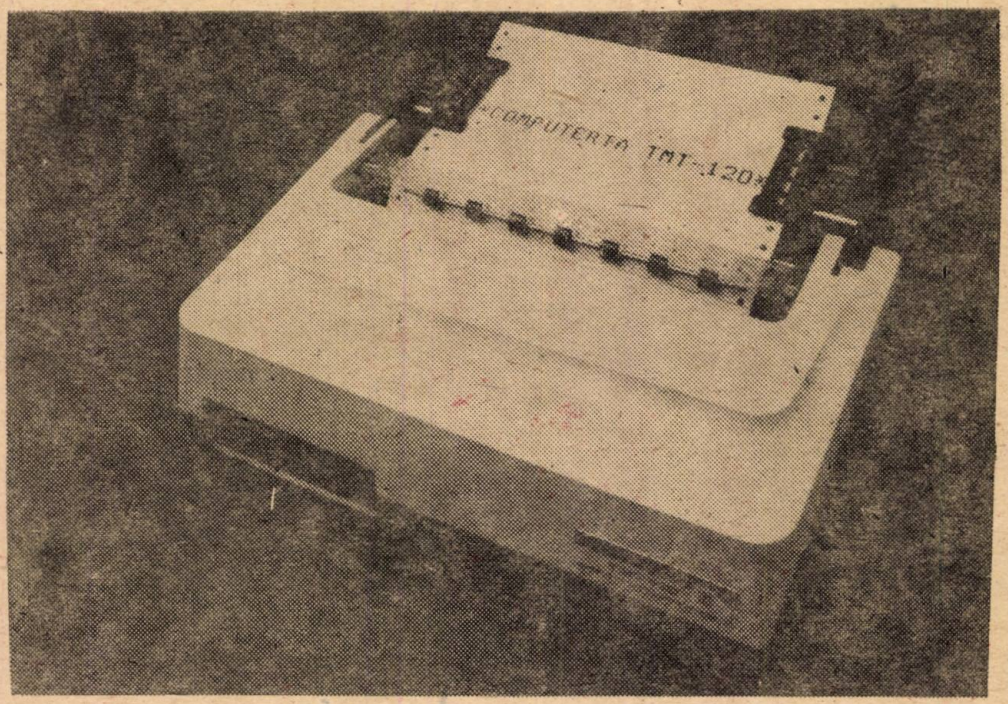
R 1987 SEP 18 Referálva

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 35 • NR. 5 • IULIE 1987

Computerta®

Imprimatorul de linii de matrice tip COMPUTERTA TMT 120 BUDAVOX rezolvă problemele dumneavoastră informaţionale!



Sfera sa extinsă de utilizare îl face aplicabil pentru imprimare profesională în cadrul următoarelor variante funcţionale :

— sisteme cu calculator profesional ; sisteme cu calculator personal ; sisteme de măsurare şi grupare a datelor ; combinaţii cu terminal (ca imprimator de ieşire).

Se remarcă aplicabilitatea sa în sistemele de prelucrare a datelor la distanţă COMPUTERTA, care sînt integral livrate de BUDAVOX.

Avantajele sale :

— viteză mare ; funcţionare silenţioasă ; cap interschimbabil cu diferite variante de scriere : spaţiat ; dublat în înălţime sau în lărgime ; variante de caractere naţionale etc.

Posedă depliant, rulare de hîrtie şi poate fi utilizat cu hîrtie de format A_4.

BUDAVOX are plăcerea de a vă oferi serviciile sale pentru rezolvarea problemelor dvs. în domeniul informaticii individuale.

BUDAVOX – SOCIETATE ANONIMĂ DE COMERŢ EXTERIOR PENTRU ECHIPAMENTE DE TELECOMUNICAŢII

Budapesta VII. Tanács Krt. 3/a Ungaria. Scrisori: Budapesta, Pf. 267. H–1392. Telefon: 215–910. Telex: 22–5077. Telegrame: Budavox Budapesta.

BUDAVOX

ELECTROTEHNICA, AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Anul 35 Nr. 5 iulie 1987

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.8:621—213.4

MAŞINI ELECTRICE SUPRACONDUCTOARE
PROIECTARE

Puşcaşu, S., Ştefănescu, Fl.: **Actualitate şi perspectivă în proiectarea şi realizarea de maşini electrice supraconductoare.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 5, iulie 1987, p. 165

Se prezintă importanţa cercetărilor privind utilizarea supraconductivităţii şi aportul tehnicii criogenice în electrotehnică, ca şi principalele probleme cu care sînt confruntate în prezent proiectarea şi construcţia turbogeneratoarelor cu înfăşurare de excitaţie supraconductoare. Se dau caracteristicile generale ale diferitelor programe, dezvoltate pe plan mondial pentru promovarea orientării către crioelectrotehnică.

CZ 621.316.52

PROIECTARE ASISTATĂ DE CALCULATOR
VIBRATOARE ELECTRODINAMICE

Darie, S. ş. a.; **Proiectarea asistată de calculator a vibratoarelor electrodinamice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 5, iulie 1987, p. 173

Se expune o metodă originală de proiectare asistată de calculatorul PRAE M, într-o versiune interactivă a vibratoarelor electrodinamice. Metoda utilizează un algoritm iterativ, avînd în vedere caracteristica neliniară de magnetizare a circuitului magnetic. Algoritmul şi programul de calcul sînt utilizate în proiectarea vibratoarelor electrodinamice cu destinaţie industrială.

CZ 621.313.333:621.3.015

MOTOARE ASINCRONE
VARIATOARE DE TENSIUNE ŞI FRECVENŢĂ

Bartzer, Şt.: **Calculul curenţilor din înfăşurările motoarelor asincrone alimentate de la variatoare de tensiune şi frecvenţă**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 5, iulie 1987, p. 177

Lucrarea prezintă formule cu caracter general, care permit calculul curenţilor pe fază, din statorul şi rotorul motoarelor [illegible] în funcţie [illegible] valorile relative ale cuplului de sar[illegible] alimentare, dacă se cunosc [illegible] curentului de

Lucrarea prezintă necesitatea şi importanţa analizei circuitelor electrice în proiectarea lor pe calculator şi cîteva aspecte privind simularea şi modelarea pe calculator a dispozitivelor electronice, ca şi aspecte tipice analizei circuitelor electrice pe calculator.

CZ 621—213.4:621.317.3

MAŞINI ELECTRICE
ANALIZA DEFECTELOR

Michăescu, S.: **Analiza secvenţială a defectelor pe fluxul de fabricaţie a maşinilor electrice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 5, iulie 1987, p. 190

Lucrarea se referă la analiza secvenţială ca mijloc de îmbunătăţire calitativă a unei fabricaţii de serie, a motoarelor electrice asincrone cu rotorul în scurtcircuit, pe toate fazele operaţionale, de la începerea fabricaţiei pînă la livrarea către beneficiari.

CZ 541.134:621.357.4

INTERFAŢĂ ELECTROD/ELECTROLIT
DIFUZIE NESTAŢIONARĂ
FENOMENE TRANZITORII

Mitrache, I.: **Fenomene tranzitorii (de relaxare) în sisteme electrochimice, în cazul variaţiei în trepte a tensiunii de electrod „măsurată".**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 5, iulie 1987, p. 194

Se deduc ecuaţii pentru dependenţele de timp ale intensităţilor curentului total, curentului de încărcare a stratului dublu electric, curentului faradaic şi tensiunii imprimate suplimentare, în cazul variaţiei în trepte a tensiunii de electrod „măsurată", luînd în consideraţie difuzia nestaţionară, căderea ohmică de tensiune şi influenţa capacităţii diferenţiale a stratului dublu electric.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. ing. C. APETREI ; dr. ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing M. HĂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. [illegible] ing. V. LEFTER ; dr. ing A. MILLEA ; prof. [illegible] C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NI[illegible] ing. VALERIUS STANCIU, [illegible]LORIN TEODOR

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.8: 621-213.4

СВЕРХПРОВОДЯЩИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ
ПРОЕКТИРОВАНИЕ

Пушкашу, С., Штефэнеску, Фл.: **Современность и перспективы в проектировании и изготовления свехпроводящих электрических машин.**

Е.Е.А. — Electrotehnica 35, № 5, июль 1987 г., стр. 165

Преставляется важность исследований по применению сверхпроводимости и вклад криогенной техники в электротехнике, а также основные вопросы связанные в настоящее время с проектированием и строительством турбогенераторов со сверхпроводящей возбудительной обмоткой. Даются характеристики разных программ, развитых на мировом плане для способствования направления к криоэлектротехнике.

УДК 621. 316.52

ПРОЕКТИРОВАНИЕ АСИСТИРОВАННОЕ ЭВМ
ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ ВИБРАТОРЫ

Дарие, С. и др.: **Проектирование асистированное ЭВМ электродинамических вибраторов.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35,** № 5, июль 1987 г., стр. 173

Излагается оригинальный метод проектированная асистированного ЭВМ PRAE M, в интерактивном варианте электродинамических вибраторов. Метод использует интерактивный алгорифм, имея ввиду нелинейную характеристику намагничивания магнитопровода. Алгорифм и вычислительная программа применяются в проектировании электродинамчческих вибраторов промышленного назначения.

УДК 621.313.333: 621.3.015

АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ
РЕГУЛЯТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ЧАСТОТЫ

Бартзер, Шт.: **Расчёт тока обмоток асинхронных двигателей питаемых от регуляторов напряжения и частоты.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35,** № 5, июль 1987 г., стр. 177

Работа представляет формулы общего характера, позволяющие расчёт пофазных токов статора и ротора асинхронных двигателей, в зависимости от относительных значений момента поворачивания и тока холостого хода соответственно номинальным условиям питания.

УДК 621.395

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ НЕЛИНЕЙНЫЕ
ПРОЕКТИРОВАНИЕ АСИСТИРОВАННОЕ ЭВМ

Йордаке, М. и др.: **Анализ на ЭВМ электрических цепей-первый шаг в проектировании асистированном ЭВМ.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35,** № 5, июль 1987 г., стр. 183

Работа представляет необходимость и важность анализа электрических цепей в проектировании на ЭВМ, а также некоторые аспекты относительно иммитирования и моделирования на ЭВМ электронных устройств, а также типичные аспекты анализа электрических цепей на ЭВМ.

УДК 621—213.4: 621.317.3

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ
АНАЛИЗ ДЕФЕКТОВ

Михэеску, С.: **Сет**

УДК 541.134: 621.357.4

ИНТЕРФЕЙС ЭЛЕКТРОД/ЭЛЕКТРОЛИТ
НЕСТАЦИОННАРНАЯ ДИФФУЗИЯ
ПЕРЕХОДНЫЕ ЯВЛЕНИЯ

Митраке, И.: **Переходные явления в электрохимических системах в случае ступенчатой вариации электродного „измеряемого" напряжения.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35,** № 5, июль 1987 г., стр. 194

Выводятся уравнения для зависимостей от времени интенсивности суммарного тока, зарядного тока двойного электрического слоя, фарадного тока и дополнительного печатного напряжения в случае ступенчатой вариации электродного „измеряемого" напряжения с учётом нестационарной диффузии, омического падения напряжения и влияния дифференциальной емкости двойного электрического слоя.

INHALT

DK 621.8:621—213.4

ÜBERLEITENDE ELEKTRISCHE MASCHINEN
ENTWURF

Puşcaşu, S., Ştefănescu, Fl.: **Aktualität und Perspektive im Entwurf und Herstellung überleitender elektrischer Maschinen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** Nr. 5, Juli 1987, S. 165

Man stellt die Bedeutung bezüglich der Anwendung der Überleitfähigkeit und den Beitrag der kryogenischen Technik in der Elektrotechnik, als auch die bedeutendsten Probleme mit denen der Entwurf und der Bau der gewickelten Turbogeneratoren mit Erregung der Überleiter gegenübergestellt sind, dar. Es werden die allgemeinen Charakteristiken der verschiedenen Programme, die auf internationalem Plan für die Orientierungsübertragung der Kryoelektronik, dargelegt.

DK 621.316.52

CAD/CAM-SYSTEM ENTWURF
ELEKTRODYNAMISCHE SCHWINGER

Darie, S. u.a. : **CAD/CAM-System Entwurf der elektrodynamischen Schwinger.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** Nr. 5, Juli 1987, S. 173

Es wird eine originelle Methode für den CAD/CAM-System PRAE M in einer interaktiven Version der elektrodynamischen Schwinger, vorgestellt. Die Methode verwendet einen iterrativen Algorythmus, wobei man die nichtlineare Magnetisierungscharakteristik des magnetischen Kreislaufes in Betracht zieht. Der Algorythmus und das Rechenprogramm werden in dem elektrodynamischen Schwingerentwurf für die Industrie, angewendet.

DK 621.313.333:621.3.015

ASYNCHRON MOTOREN
FREQUENZ — UND SPAN

P

mers în gol, corespunzătoare condițiilor de alimentare nominale.

CZ 621.395

CIRCUIT ELECTRIC NELINIAR
PROIECTAREA ASISTATĂ DE CALCULATOR

Iordache, M. : ș. a. : **Analiza pe calculator a circuitelor electrice — primul pas în proiectarea asistată de calculator.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 5, iulie 1987, p. 183

I. ILIESCU ;
dr. doc. șt. tehn. ing.
COLAIDE ; ing. A. POPA ; dr.
redactor resp. adjunct ; dr. ing.
TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

...ментарный анализ дефектов в потоке ...ления электрических машин.

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** № 5, июль 1987 г., стр. 190

Работа представляет сегментарный анализ как способ качественного улучшения серийного изготовления электрических асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором, по всем операционным фазам с начала изготовления до поставки к потребителю.

Bartzer, Şt.: **Stromberechnung in den Wicklungen der Asynchronmotoren die von den Frequenz-und Spannungsgetriebe versorgt sind.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** Nr. 5, Juli 1987, S. 177

Die Arbeit stellt Formeln mit allgemeinen Charakter dar, die die Phasenstromberechnung ermöglichen, im Stator und Läufer der Asynchronmotoren, bezüglich der relativen Werte der Lastmomente und der Frequenz — und Spannungsversorgung, u. zw wenn man die relativen Werte des Kippmomentes und des Leerlaufstromessgleich den Nennversorgungsbedingungen kennt.

DK 621.396

ELEKTRISCHE NICHTLINIAREN KREISLÄUFE
CAD/CAM-SYSTEM

Iordache, M. u.a.: **Analyse der elektrischen Kreisläufe im Rechner, ein erster Schritt im CAD/CAM-System.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 5, Juli 1987, S. 183

Die Arbeit beschreibt die Notwendigkeit und die Bedeutung der elektrischen Kreislaufanalyse im Rechnerentwurf und einige Aspekte bezüglich der Simulation und Modellierung der elektronischen Geräte im Rechner, als auch typische Aspekte der elektrischen Kreislaufanalyse im Rechner.

DK 621—213.4:621.317.3

ELEKTRISCHE MASCHINEN
FEHLERANALYSE

Michăescu, S.: **Sequenzenanalyse der Fehler im Herstellungsfluss der elektrischen Maschinen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 5, Juli 1987, S. 190

Die Arbeit bezieht sich auf die Sequenzenanalyse als qualitativen Verbesserungsmittel einer Serien Herstellung, der elektrischen Asynchronmotoren mit Läufer im Kurzschluss in jeden operationellen Phasen, von Beginn der Herstellung bis zur Lieferung.

DK 541134: 621.357.4

SCHNITTSTELLE ELEKTRODE/ELEKTROLYT
NICHTSTATIONÄRE STREUUNG
VORÜBERGEHENDE PHÄNOMENE

Mitrache, I.: **Phänomene in elektrochemischen Systeme, im Fall der Stufenvariation der Elektrodenspannung „gemessene".**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 5, Juli 1987, S. 194

Es werden Gleichungen für Zeitabhängigkeiten der Gesamtstromintensitäten des Ladestromes mit doppeltelektrischer Schicht, des Faraday — Stromes und der zusätzlichen, geprägten Spannung im Fall der Stufenvariation der „gemessennen" Elektrodenspannung abgeleitet, wobei man die nichtstationare Streuung, ohmischer Spannungsabfall und den Einfluss der Differenzkapazität des doppelt elektrischen Schicht, im Betracht zieht.

CONTENTS

DC 621.8:621—213.4

SUPERCONDUCTING ELECTRICAL MACHINES
DESIGN

Puşcaşu, S., Ştefănescu, Fl.: **Present and future trends in designing and producing superconducting electrical machines.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, No. 5, July 1987, p. 165

The importance of the researches concerning the application of superconductivity and of the cryogenic technique in electrotechnics, is presented, as well as the main problems faced at present, by the design and realization of superconducting excitation wiring turbogenerators. The general characteristics of different programs, developed at an international level in view to promote these trends in electrotechnics, are given.

DC 621.316.52

COMPUTER-ASSISTED-DESIGN (CAD)
ELECTRODYNAMICAL VIBRATORS

Darie, S. and o.: **CAD for electrodynamic vibrators.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, No. 5, July 1987, p. 173

An original method for the PRAE M computer assisted design, in an interractive version, of the electrodynamic vibrators is presented. The method is based on an interractive algorithm, taking into consideration the magnetic circuit non-linear magnetization characteristic. The algorithm and the computation program are used for the electrodynamic vibrator design with application in industry.

DC 621.313.333: 621.3.015

ASYNCHRONOUS MOTORS
VOLTAGE AND FREQUENCY REGULATOR

Bartzer, Şt.: **Computation of the current from asynchronous motor windings supplied by voltage and frequency regulators.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, No. 5, July 1987, p. 177

In the work general characteristic formulations are presented, that marke possible the computation of phase currents, from the asynchronous motor stator and rotor, function of the load torque, supply voltage and frequency relative values, when the relative values of the reversal torque and or the no-load current, corresponding to the rated supply conditions are known.

DC 621.396

ELECTRICAL CIRCUITS
CAD — COMPUTER ASISTED-DESIGN

Iordache, M. and o.: **CAD for the electrical circuits — the first step in computer — assisted design.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, No. 5, July 1987, p. 183

The work points out to the necessity and the importance of the electrical circuit analysis on the computer and some aspects regarding the computer simulation and modelling of the electronic devices, as well as typical aspects for the computer analysis of the electrical circuits.

DC 621—213.4:621.317.3

ELECTRICAL MACHINES
DEFECT ANALYSIS

Michăescu, S.: **Sequential analysis of defects appearing during the electrical machine production flux.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, No. 5, July 1987, p. 190

The work is dealing with the sequential analysis as a means of improving the series production quality of the short-circuit rotor asynchronous electrical motors, during all the operational phases, from the beginning until their delivery to the beneficiary.

DC 541.134: 621.357.4

ELECTRODE/ELECTROLYTE INTERFACE
NON-STATIONARY DIFFUSION
TRANSIENT PHENOMENA

Mitrache, I.: **Transient phenomena in electrochemical systems in case of step variation of the „measured" electrode voltage.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, No. 5, July 1987, p. 194

Equations for the time dependences of the total current intensities, the electric dauble layer load current, faradaic current and supplimentary generated voltage in case of the step variatian of the „measured" electrode voltage, are deduced, taking into account the non-stationary diffusion, the IR drop and the influence of the differential capacity on the electric double layer.

SOMMAIRE

CD 621.8:621.213.4

MACHINES ÉLECTRIQUES SURCONDUCTRICES
CONCEPTION

Puşcaşu, S., Ştefănescu, Fl. : **Etat d'art et perspectives dans la conception et la mise en oeuvre des machines électriques surconductrices.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 5, juillet 1987, p. 165

On y présente l'importance des recherches sur l'emploi de la surconductivité et le rôle de la technique cryogénique dans l'électrotechnique ainsi que les principaux problèmes dans la conception et la construction des turbogénérateurs à enroulement d'excitation surconducteur. On y décrit également les caractéristiques générales des divers programmes, développés a l'échelle mondiale afin de promouvoir l'orientation vers la cryoélectrotechnique.

CD 622.316.52

CONCEPTION ASSISTÉE PAR ORDINATEUR
VIBRATEURS ÉLECTRODYNAMIQUES

Darie, S., et al. : **Conception assistée par ordinateur des vibrateurs électrodynamiques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 5, juillet 1987, p. 173

On y présente une méthode originale de conception assisté par ordinateur PRAE M, dans une variante interactive, des vibrateurs électrodynamiques.
La méthode utilise un algorithme itératif, ayant en vue la caractéristique non-linéaire d'aimantation du circuit magnétique. L'agorithme et le programme de calcul sont appliqués dans la conception des vibrateurs électrodynamiques à usage industriel.

CD 621.313.333: 621.3.015

MOTEURS ASYNCHRONES
VARIATEURS DE TENSION ET DE FRÉQUENCE

Bartzer, Şt. : **Calcul de courant dans les enroulements des moteurs asynchrones alimentés par variateurs de tension et de fréquence.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 5, juillet 1987, p. 177

Le travail présente des formules à caractère général qui permetent le calcul des courant par phase, dans le stator et le rotor des moteurs asynchrones, en fonction des valeurs relative du couple de charge de la tension et de la fréquence d'alimentation, si l'on connaît les valeurs relatives du couple d'inversement et du courant de marche à vide, valeurs appropriées aux conditions d'alimentation nominales.

CD 621.396

CIRCUIT ÉLECTRIQUES
CONCEPTION ASSISTÉE
PAR ORDINATEUR

Iordache, M. et al. : **L'analyse par ordinateur des circuits électriques — la première étape dans la conception assistée par ordinateur.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 5, juillet 1987, p. 183

Le travail présente la nécessité et l'importance de l'analyse des circuits électriques, du point de vue de leur conception, assistée par ordinateur et quelques aspects concernant la simulation et la modélisation à l'aide de l'ordinateur des dispositifs électroniques, ainsi que des aspects caractéristiques a l'analyse des circuits électriques par ordinateur.

CD 621—213.4:621.317.3
MACHINES ÉLECTRIQUES
ANALYSE DES DÉFAUTS

Michăescu, S. : **Analyse séquentielle des défauts de la chaine de fabrication des machines électriques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 5, juillet 1987, p. 190

Le travail se réfère à l'analyse séquentielle comme voie d'optimisation qualitative d'une fabrication de série des moteurs électriques asynchrones à rotor court-circuité, lors de toutes les étapes opérationnelles, dès le commencement de la fabrication jusqu'à la livraison aux bénéficiaires.

CD 541.134:621.357.3

INTERFACE ÉLECTRODE/ÉLECTROLYTE
DIFFUSION NON-STATIONNAIRE
PHÉNOMÈNES TRANSITOIRES

Mitrache, I.: **Phénomènes transitoires dans les systèmes électrochimiques dans le cas de la variation progressive de la tension d'électrode „mesurée".**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 5, juillet 1987, p. 194

On y déduit des équations pour les dépendences du temps des intensités du courant total, du courant de charge de la couche électrique double, du courent Faraday et de la tension supplémentaire, dans le cas de la variation progressive de la tension d'électrode „mesurée", tout en tenant compte de la diffusion non-stationnaire, de la chute ohmique de tension et de l'inffluence de la capacité différentielle de la couche électrique double.

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Electrotehnica nr. 5

MAŞINI ELECTRICE SUPRACONDUCTOARE
PROIECTARE

CZ 621.8:621—213.4

Actualitate şi perspectivă în proiectarea şi realizarea de maşini electrice supraconductoare

SILVIU PUŞCAŞU, FLORIN ŞTEFĂNESCU* — CRAIOVA

Introducere

De la descoperirea lui în 1911, de către fizicianul olandez Heicke Kamerlingh-Onnes de la Universitatea din Leyden, fenomenul de supraconductibilitate a polarizat, în jurul său, în special atenţia multor fizicieni care, prin cercetări teoretice şi experimentale, au contribuit, mai ales, la elaborarea unor teorii care să explice cît mai exact această stare specială a unor materiale sau aliaje, situate la temperaturi extrem de scăzute, precum şi alte proprietăţi anexe; dintre aceştia pot fi amintiţi: W. Meissner, R. Ochsenfeld, A. A. Abrikosov, V. L. Ginsburg, L. D. Landau, F. London, J. Bardeen, L. N. Cooper, D. R. Schrieffer, B. D. Josephson, A. B. Pippard, C. J. Görter, L. P. Gorkov, H. B. G. Casimir ş.a.

După cum se ştie, pînă în prezent se cunosc circa 25 de elemente supraconductoare, peste 500 de combinaţii metalice avînd aceeaşi proprietate. Aplicaţiile practice ale fenomenului de supraconductibilitate au apărut la aproximativ o jumătate de secol după descoperirea lui, deci prin '60. În principal, aplicarea industrială a supraconductibilităţii s-a datorat necesităţii de a realiza cîmpuri magnetice foarte intense în marile laboratoare de fizica energiilor înalte dar, ulterior, odată cu permanenta creştere a puterii unitare a marilor generatoare electrice, acest fenomen a apărut ca singura posibilitate de a realiza maşini şi transformatoare electrice cu puteri foarte mari şi gabarite raţionale. În acelaşi mod s-a pus problema şi în cazul transportului de energie electrică prin cabluri subterane, la care capacitatea de transport era limitată de încălzirea prin efect caloric Joule—Lenz, singura soluţie tehnică posibilă de creştere a acesteia fiind folosirea supraconductoarelor. Fenomenul de supraconductibilitate a fost folosit de asemenea şi la realizarea primelor modele de sisteme neconvenţionale de transport feroviar, utilizînd vehicule cu motor liniar şi cu sustentaţie pe pernă magnetică. Prin efectul Josephson, supraconductibilitatea s-a implicat profund în tehnica radiaţiei electromagnetice, a undelor cu frecvenţe de ordinul miilor de gigahertzi, în micromagnetometrie, în realizarea, într-o perspectivă nu prea îndepărtată, a primelor supercalculatoare supraconductoare cu performanţe mult superioare celor mai perfecţionate calculatoare realizate în prezent. Pornindu-se de la realizarea primelor instalaţii de stocare în impuls a energiei electromagnetice în bobine supraconductoare în cadrul unor laboratoare de fizica energiilor înalte se întrevede, de asemenea, posibilitatea realizării unor dispozitive şi instalaţii supraconductoare care să stocheze energia electromagnetică în marile sisteme electroenergetice, în perioadele de disponibilitate, pentru a o retroceda în perioadele de vîrf de sarcină, creîndu-se astfel perspectivele dezvoltării construcţiei unor noi sisteme de stocare a energiei electromagnetice, principial complet diferite de cele convenţionale existente în prezent, dar nesemnificative din punct de vedere industrial.

1. Probleme fundamentale actuale şi de perspectivă în construcţia de maşini electrice supraconductoare

Studiile şi cercetările de prognoză arată o continuă creştere a consumului mondial de energie electrică şi că, cel puţin pe o perioadă de 100 de ani, această creştere are şansele să se menţină la valori foarte ridicate. Dacă în

* Prof. univ. dr. ing. *Puşcaşu, S.* — Şeful Catedrei de Electrotehnică de la Facultatea de Electrotehnică a Universităţii din Craiova; ing. *Ştefănescu, Fl.* — asistent la aceeaşi catedră.

anul 1950 consumul mondial de energie era de 10^{20} jouli/an (din care $0,5 \cdot 10^{18}$ J/an energie electrică), în anul 2100 aceasta va ajunge la circa 10^{22} jouli/an (din care $0,5 \cdot 10^{21}$ J/an energie electrică), deci o creştere a consumului de energie în general de 100 de ori, respectiv de energie electrică de 1 000 de ori în 150 de ani. În consens cu această situaţie şi puterea electromagnetică instalată va înregistra, desigur, creşteri spectaculoase în viitorul secol, aşa după cum se poate observa din figura 1, decenii-

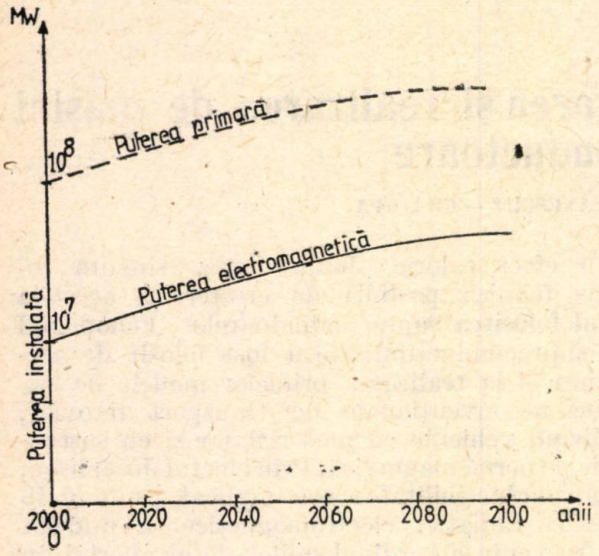


Fig. 1

le 1, 2, 3 înregistrînd viteze de creştere foarte mari. Acestea presupun ca pe plan tehnic şi economic, să fie rezolvate, în mod optim, problemele constructive şi de exploatare, fundamentale, ale centralelor electrice, în principal ale generatoarelor de energie electromagnetică. Esenţial pentru marile centrale ale viitorului, indiferent de forma de energie primară folosită, este creşterea puterii unitare a generatoarelor electrice astfel încît să se obţină puteri cît mai mari la gabarite cît mai reduse. În prezent puterile unitare maxime ale turbogeneratoarelor convenţionale nu depăşesc 1 500 . . .1 800 MW ele neputînd face faţă exigenţelor de ordin tehnico-economic pe care le vor impune viitoarele centrale electrice, în care, pentru obţinerea unor randamente globale maxime, vor fi necesare maşini generatoare cu puteri unitare de ordinul a 3 000 . . . 5 000 MW şi chiar mai mari. Generatoarele convenţionale nu pot atinge astfel de puteri unitare, în principal datorită gabaritelor exagerat de mari, precum şi a unor costuri specifice ridicate. Studii şi cercetări au arătat că esenţiale sînt următoarele cauze care limitează puterea unitară a generatoarelor „clasice" [3]:

a — imposibilitatea de a se obţine în mod economic densităţi de curent cu valori mai mari de 3 . . .6 A/mm² (în cazuri cu totul excepţionale 20 A/mm²);

b — limitarea inducţiei magnetice, datorită saturaţiei materialelor feromagnetice uzuale, la valori maxime de ordinul a 1,5 . . .2 T;

c — limitări de ordin mecanic cauzate de faptul că lungimea maşinii nu poate depăşi o anumită valoare fără să apară vibraţii şi solicitări electrodinamice periculoase;

d — densitatea liniară de curent în întrefier nu poate depăşi circa 275 kA/m.

Studiile şi cercetările efectuate de J. Appelton [9] au demonstrat că dimensiunile gabaritice sînt net favorabile în cazul turbogeneratoarelor cu înfăşurare de excitaţie supraconductoare, aşa după cu rezultă din tabelul 1.

Tabelul 1

Comparaţie între turbogeneratoarele convenţionale şi cele neconvenţionale (cu înfăşurare de excitaţie supraconductoare)

Varianta constructivă	Putere, MW			
	500		1 000	
	Gabarit			
	G, t	Lg, m	G, t	Lg, m
Convenţional	400	10	700	14
Neconvenţional	210	6,4	280	7,5

Pentru a avea o imagine mai exactă asupra principalelor performanţe şi avantaje ale turbogeneratoarelor supraconductoare, în tabelul 2 sînt prezentate 3 astfel de maşini: una convenţională şi alte două supraconductoare, toate avînd $S = 1\,200$ MVA, $\cos\varphi = 0,9$ şi $n = 3\,600$ rot/min [7].

Tabelul 2

Performanţele a două variante de maşini supraconductoare în comparaţie cu o maşină convenţională de aceeaşi putere şi turaţie

Tipul de maşină / Parametrii	Maşina convenţională	Maşina supraconductoare nr. 1	Maşina supraconductoare nr. 2
Tensiune statorică (KV)	26	30	500
*d %	180	41	50
*s %	32	29	30
*s %	26	16	27
Pierderi totale (inclusiv cele de răcire) MW	15,3	4,8	4,1
Randament	98,6	99,6	99,6
Masa totală (kg)	635.10^3	363.10^3	349.10^3
Lungime totală (m)	13,1	9,1	10,7

Eforturile depuse pînă în prezent pe plan mondial în domeniul criomașinilor electrice sînt concentrate în aceeași măsură atît pentru proiectarea și realizarea de generatoare supraconductoare, cît și pentru realizarea de motoare supraconductoare în variantă heteropolară, ca și în variantă homopolară. În acest sens, trebuie relevate eforturile și rezultatele cercetătorilor de la firmele General Electric și Westinghouse — S.U.A., Siemens — R. F. G., Compagnie Générale d'Eléctricité, L'Air Liquide — Franța, precum și ale unor institute de cercetare și de învățămînt superior tehnic cum sînt: M. I. T. și Edison Electric Institute — S.U.A., I. E. E. E. Padova — Italia, Universitatea tehnică din München R. F. G., Institutul Politehnic din Leningrad — U.R.S.S., I. R. D. — Marea Britanie ș. a.

Problemele de proiectare și construcție specifice turbogeneratoarelor supraconductoare, aflate în prezent în atenția specialiștilor, prezintă particularități deosebite atît în partea electromagnetică, cît și în cea termică a mașinii. De aceea este important, în primul rînd, să se sublinieze particularitățile constructive ale modelelor de generatoare supraconductoare realizate pînă în prezent. În linii mari structura unui generator în variantă supraconductoare presupune următoarele elemente constructive [3]:

a — un corp rotitor intern (rotorul), răcit la temperaturi apropiate de cele ale heliului lichid, care conține o înfășurare de excitație supraconductoare;

b — un sistem de ecranare rotorică compus, în general, din unul sau mai multe corpuri cilindrice conductoare coaxiale, aflate la temperatura mediului ambiant sau la o temperatură foarte scăzută (de exemplu, temperatura azotului lichid), care înconjoară înfășurarea de excitație;

c — o structură monolitică de indus la temperatura mediului ambiant, formată din înfășurarea statorică din cupru (răcită, în general, cu apă), din izolația electrică și dintr-un suport adecvat pentru înfășurare, realizat din material izolant;

d — un ecran cilindric statoric realizat din fier sau din materiale conductoare neferoase (de exemplu cupru sau aluminiu), montat în exteriorul înfășurării indusului;

e — instalațiile anexe de producere, circulație și control al fluidului criogenic.

Cercetările și studiile teoretice și experimentale referitoare la partea electromagnetică a mașinilor supraconductoare [3,6] au condus la următoarele soluții și concluzii de importanță majoră în viitoarele realizări constructive:

a — în mașinile supraconductoare se operează cu densități de curent de circa 100 de ori mai mari decît în cazul mașinilor convenționale, fapt ce implică pe de o parte folosirea unor supraconductoare de tipul II și mai ales de tipul III, în principal, cele filamentare din NbTi sau Nb_3Sn. Dintre acestea două, deși ultimul are proprietăți electrice mai bune, este preferat primul deoarece sub aspect mecanic este mult mai eficient, putînd fi consolidat în suportul rotoric neferomagnetic prin încapsulare în rășini termorigide (de regulă epoxidice) [3,6]:

b — rotorul prezintă particularități constructive deosebite, care fac și vor face, în continuare, un obiect de studiu de certă importanță pentru proiectanți și constructori; astfel sistemul de ecranare rotorică este necesar să realizeze următoarele funcții;

— să ecraneze eficace la funcționarea normală și în scurtcircuit înfășurarea de excitație în raport cu cîmpurile electromagnetice asincrone față de rotor;

— să prezinte o structură potrivită pentru a suporta solicitările electrodinamice în caz de scurtcircuit;

— să aibă o capacitate termică mare și să asigure o amortizare suficientă a pendulațiilor;

— să asigure absorbția și atenuarea energiei oscilațiilor torsionale ale rotorului la viteză sincronă.

Desigur, aceste cerințe pot apare în contradicție una cu alta dar, și în scopul concilierii lor, se orientează, în perspectivă, eforturile cercetătorilor. Într-adevăr, un ecran care să asigure o amortizare eficace a cîmpurilor magnetice asincrone în interiorul său și să micșoreze valorile puterii disipate în mașină trebuie să fie realizat dintr-un material cu o foarte bună conductibilitate electrică. Pe de altă parte, pentru a obține o amortizare eficace a pedulărilor este necesar ca acel material să aibă o conductibilitate redusă. În acest ultim caz, în afara creșterii puterii disipate în ecran, apare pericolul de a nu se face față eforturilor de natură electromecanică [6]. Utilizarea unui singur ecran este, practic, imposibilă, pentru că nu se pot rezolva simultan cerințele impuse de alegerea materialului și a temperaturii de lucru astfel încît să se obțină, concomitent, atît atenuarea cîmpurilor magnetice asincrone, cît și amortizarea pendulărilor mecanice. O parte din aceste dificultăți se încearcă a fi înlăturate, folosind un sistem de ecranare format din mai multe corpuri cilindrice, avînd diverse rezistivități. O serie de cercetări au arătat că soluția ecranului dublu este cea mai avantajoasă [6,8]. De altfel, studiul dublei ecranări este astăzi în atenția multor cercetători. De asemenea, sînt în curs de studiu și cercetare o serie de probleme fundamentale referitoare și la partea de indus a generatorului supraconductor.

Specific în cazul statorului de generator supraconductor este faptul că, în acest caz, tensiunea magnetomotoare produsă de înfăşurarea de excitaţie supraconductoare are valori foarte ridicate, valoarea extrem de mare a inducţiei magnetice în regiunea statorului permiţînd să se obţină o tensiune indusă pe unitatea de lungime de conductor mai mare, iar absenţa fierului care măreşte spaţiul aflat la dispoziţia înfăşurării indusului dă posibilitatea să se mărească secţiunea activă a înfăşurării şi să se concentreze cît mai mult conductorii în jurul razei interne a armăturii unde inducţia este mai ridicată. O serie de alte consecinţe ca urmare a redistribuirii spaţiului respectiv, printre care creşterea numărului de conductori ai înfăşurării indusului, precum şi eliminarea dinţilor, creează condiţii favorabile pentru obţinerea unor tensuni induse ridicate cercetările arătînd că, în perspectivă, s-ar putea realiza generatoare supraconductoare cu tensiuni loarte înalte de ordinul a 230—500 kV (acest fapt poate duce, în principiu, la eliminarea transformatorului ridicător de tensiune). Desigur, proiectarea unui stator de generator supraconductor pune probleme deosebite şi sub aspectul solicitărilor electrodinamice care se distibuie, efectiv, asupra conductoarelor motiv pentru care, în prezent şi în perspectivă, se studiază posibilitatea realizării unei structuri indus monolitică cuprinzînd înfăşurarea, izolaţia şi alte eventuale materiale neconductoare cu o rezistenţă mecanică în stare să suporte astfel de solicitări fie în timpul funcţionării normale, fie în caz de avarie. De altfel, controlul forţelor care acţionează asupra indusului este una din problemele majore care trebuie rezolvată, într-o perspectivă imediată, la generatoarele supraconductoare, aceasta cu atît mai mult cu cît, datorită unor parametri electrici favorabili ai maşinii supraconductoare, ei fac ca funcţionarea acesteia să aibă consecinţe deosebit de favorabile asupra stabilităţii sistemului electroenergetic din care face parte.

Desigur, în prezent, şi, mai ales, în perspectivă se depun eforturi deosebite şi în ceea ce priveşte partea de răcire a maşinii prin folosirea, ca fluid criogenic, în special a heliului lichid. O primă problemă în curs de studiu şi rezolvare o constituie optimizarea soluţiilor constructive în vederea minimizării puterii consumate pentru răcire deoarece aceasta are consecinţe pozitive, utile, asupra randamentului global al maşinii şi mai ales asupra simplificării circuitelor de răcire, recuperare şi reciclare a fluidului criogenic. În tabelul 3 sînt prezentate structurile pierderilor într-o maşină supraconductoare, iar în tabelul 4 se arată cum evoluează puterea de răcire necesară pentru a transfera 1 W dintr-o zonă criogenică într-o alta avînd temperatura mediului ambiant. De altfel, între problemele esenţiale ale părţii termice se situează şi cele referitoare la ecranarea rotorică, aceasta avînd o mare importanţă şi în stabilirea puterii de răcire deoarece permite reduceri substanţiale ale diferitelor fluxuri termice care apar la suprasarcină. Printr-o proiectare corespunzătoare a sistemului de ecranare şi a unei alegeri judicioase a temperaturii de lucru a elementelor care compun sistemul, căldura produsă în mod direct în zona înfăşurării de excitaţie şi în cea a ecranului şi cu atît mai mult fluxul termic ce ajunge în aceste zone prin radiaţie pot fi sensibil reduse. De aici rezultă că principala sarcină termică ce afectează diferitele zone ale rotorului la temperatură joasă este constituită de conducţia prin legăturile electrice dintre înfăşurarea supraconductoare şi punctul de conectare extern ca şi condiţia termică prin distanţorii termici dintre zona criogenică şi cea a mediului ambiant. Studiile şi cercetările efectuate pînă în prezent

Tabelul 3

Structura şi natura pierderilor	Pierderi statice	Pierderi adiţionale	
		în regim permanent	în regim tranzitoriu de defect
Arbori ● Conducţie	×		
Ecrane termice ● Radiaţie	×		
Căi de curent ● Conducţie ● Efect Joule-Lenz al curentului de excitaţie	×	×	×
Inductor-structură metalică ● Radiaţie ● Efect Joule-Lenz al curentului respectiv	×	×	×
Inductor masă plastică ● Pierderi mecanice de neelasticitate			
Inductor înfăşurare supraconductoare ● Pierderi prin histerezis şi ale curenţilor induşi		×	×
Inductor — conexiuni supraconductoare ● Pierderi prin efect Joule-Lenz	×		
Joantă de cuplaj fluidic ● Conducţie, transfer de masă, viscozitate	×		
Tubulatură de comunicaţii ● Viscozitate	×		

Tabelul 4

T(K)	80	40	20	4,2	3,5
P(W)	11	27	65	400–500	600–800

în acest domeniu [4] arată că un tip de soluţie relativ economică şi practică este reducerea pierderilor termice nu numai la cîteva temperaturi fixe, corespunzătoare unor schimburi termice în arbori, căi de curent şi pieselor de consolidare ale ecranelor, ci şi în mod progresiv cu ajutorul heliului lichid extras din inductor şi care circulă de-a lungul arborelui şi căilor de curent pînă la temperatura mediului ambiant. Pierderile termice fiind astfel minimizate, economia procesului de răcire rezidă sub forma creşterii randamentului de producere a acestei puteri de răcire. Expresia randamentului Carnot are în vedere o temperatură de răcire relativ ridicată, condiţie ce intră în contradicţie cu preţul de cost al supraconductorului care este folosit eficient numai la temperaturi foarte scăzute. Dimensionarea supraconductorului este condiţionată într-adevăr, de relaţia care leagă în punctele bobinajului densitatea de curent, inducţia magnetică şi temperatura:

$$f(J_c, B, T) = 0.$$

Optimizarea acestei relaţii constituie preocupări actuale şi imediat următoare pentru colectivele de cercetare şi proiectare din acest domeniu. O problemă încă *incomplet* şi *optim* rezolvată este cea referitoare la dimensionarea racordurilor cu înfăşurarea de excitaţie supraconductoare. Este vorba de a regla debitul de heliu în funcţie de intensitatea curentului care traversează aceste racorduri, astfel încît acest debit să fie funcţie de gradul de excitaţie al maşinii. Desigur, cercetările au în vedere şi obţinerea de noi materiale electro şi termoizolante cu proprietăţi electro-fizico-chimice şi mecanice cît mai bune, la temperaturi foarte scăzute. Progrese deosebite s-au realizat, în ultimul timp, în ameliorarea proprietăţilor nylonului, teflonului, ale răşinelor poliuretanice şi epoxidice, ale fibrelor supraelastice din sticlă, răşinilor siliconice, polietilenei, tereftalatului de polietilenă, hîrtiei poliamidice şi a diferitelor aliaje de polimeri.

2. Orientări şi programe în construcţia de criomaşini electrice supraconductoare

Încă acum aproximativ două decenii unele firme, institute de cercetare şi instituţii de învăţămînt superior tehnic din diferite ţări (în principal S.U.A., U.R.S.S., Anglia, Franţa, Japonia, R.F.G.) au întocmit programe ample, de perspectivă, în domeniul realizării, în primă etapă, a unor modele funcţionale de maşini electrice generatoare şi motoare supraconductoare, iar în etapele următoare a unor maşini de acelaşi gen, care urmează să intre în exploatare industrială curentă. Studiile s-au axat şi pe maşini supraconductoare generatoare şi motoare hetero şi homopolare. Astfel în S.U.A., primele lucrări asupra generatoarelor supraconductoare au fost publicate de Woodson, Stekly, ş.a. În perioada 1964–1966. Ulterior M. I. T. împreună cu Edison Electric Institute au realizat prima maşină supraconductoare de 45 kVA, iar din 1970 s-au întocmit primele programe de cercetare la General Electric, Westinghouse (S.U.A.), ca şi la BBC (Elveţia), IRD Parsons (Anglia), Siemens (R.F.G.), Institutul de maşini electrice (U.R.S.S.) etc. Primul generator sincron cu înfăşurare de excitaţie supraconductoare a fost realizat la M.I.T. în perioada 1969-1970 în colaborare cu Edison Electric Institute şi avea puterea de 3 MVA, iar toate testările sale s-au încheiat în iunie 1976. La scurt timp după aceea, firma Westinghouse realizează un generator supraconductor de 5 MVA pentru ca apoi General Electric să realizeze un rotor supraconductor pentru un generator de 20 MVA. Cercetările, în S.U.A., au avut şi au în vedere realizarea de generatoare supraconductoare cu puteri mereu crescînde; astfel eforturile firmei General Electric ca şi cele ale companiei Westinghouse sînt concentrate spre realizarea unor serii de generatoare supraconductoare cu puteri cuprinse între 300 şi 1 200 MVA, fiind în curs de pregătire studiile în vederea proiectării acestora. În prezent, în S.U.A. există trei mari programe de cercetare în vederea dezvoltării construcţiei de generatoare supraconductoare ce vor funcţiona în reţelele publice de alimentare cu energie electrică. Cel mai

Tabelul 5

Caracteristicile motorului heteropolar de c.c. supraconductor de 1,7 MW realizat de firma Siemens

Parametrul	Simbol	Valoare	U.M.
Putere	P	1,7	MW
Diametrul indusului	D	0,86	m
Lungimea activă a indusului	l	0,5	m
Inducţia max.	B_{max}	5,8	T
Densitate liniară de curent	J	57	kA/m
Nr. perechi de poli	—	2	—
Viteza de rotaţie	n	260	min^{-1}
Coeficient Esson	$C = P/D^2$	18	$W/min/m^3$
Masă/cuplu	ln	0,05	kg/Nm
Randament		0,95	

Tabelul 6

Realizări în domeniul motoarelor electrice supraconductoare

Nr. crt.	Tipul de mașină	Puterea	Realizator	Observații
1	Mașină de c.c. heteropolară	1kW	Electrosila+LPI, Leningrad URSS	
2	Mașină de c.c. heteropolară	6 MW	IRD Anglia	50 rot/min; 370 t
3	Idem	3,7 MW	Siemens A.G. R.F.G.	200 rot/min 40 t
4	Idem	55 MW	R.S.C.	
5	Mașină de c.c. homopolară, rotor-disc, perii solide	50 C.P	I.R.D. Anglia	
6	Mașină de c.c. homopolară disc segmentat, perii solide	2,4 MW	I.R.D. Anglia	200 rot/min 450; 10 t
7	Idem, disc, perii solide	2 MW	Siemens A.G. R.F.G.	150 rot/min 700 V; 8 t
8	Idem, disc perii solide	3 MW	Furukava Electro Company Japonia	1 000 rot/min 150 V; 20 kA
9	Idem, disc, perii lichide	150 kW	U.S. Navy S.U.A.	
10	Idem, cilindru, perii lichide	1 000 CP	U.S. Navy S.U.A.	
11	Idem, disc	93,6 kW	Ansaldo Geneva Italia	6kA, 15,6 V
12	Mașină sincronă cu indus rotitor	8 kVA	A.V.C.O.-S.U.A.	
13	Mașină sincronă cu inductor rotitor	45 kVA	MIT—S.U.A.	regim de compensator sincron
14	Mașină sincronă cu indus rotitor	100 kVA	IAE Moscova U.R.S.S.	
15	Mașină sincronă cu indus rotitor	21 kVA	R.D.G.	20 A 380 V
16	Mașină sincronă cu inductor rotitor	2 MVA	MIT, S.U.A.	În regim de compensator sincron
17	Mașină sincronă cu inductor rotitor	5 MVA	Westinghouse S.U.A.	
18	Mașină sincronă cu inductor rotitor	1MVA	L.P.I. Leningrad U.R.S.S.	
19	Mașină sincronă cu inductor rotitor	300 MVA	Westinghouse S.U.A.	
20	Mașină sincronă cu inductor rotitor	10 MVA	Westinghouse S.U.A.	

mare dintre acestea este programul E.P.R.I. în cadrul căruia o serie de firme și institute de cercetări și învățământ superior tehnic (Westinghouse, M.I.T., General Electric, E.E.I. ș.a.) au ca obiectiv efectuarea unor cercetări și proiectări care să conducă la instalarea primelor generatoare supraconductoare industriale, pentru început cu puteri cuprinse între 10 și 200 MVA. În scurt timp vor fi deja testate, fără sarcină, generatoarele supraconductoare G.E. — 20 MVA, M.I.T.-10 MVA, iar generatorul E.P.R.I. — Westinghouse de 300 MVA urmează să fie montat într-o centrală electrică în vederea intrării lui în exploatare industrială.

Programe similare există și se dezvoltă, de asemenea, în U.R.S.S., unde, în principal, institute de cercetare și mari întreprinderi industriale de profil din Leningrad și Harkov au realizat primul prototip industrial de generator supraconductor, care va intra în scurt timp în exploatare curentă. Tot în U.R.S.S., în fază de proiectare, se află, de asemenea, turbogeneratoare cu înfășurare de excitație supraconductoare pînă la puteri de ordinul a 3 000 MVA.

În R.F.G., programele de cercetare au în

Tabelul 7

Programe experimentale în domeniul construcției de turbogeneratoare supraconductoare

Țara	Constructorul sau locul construcției	Date ale mașinii		Date ale rotorului		Prototip pentru mașina comercială		
		Puterea	Anul de începere a probelor	Diametre, Viteză, rotații/ min	Anul de începere a probelor	Puterea	Stadiul cercetării	Începerea probelor
Statele Unite	MIT	45kVA 2MVA 10MVA	1969 1973 1982	—	—	—	—	—
	Westinghouse	5MVA	1980/1981	—	—	300MVA	În construcție	1985
	General Electric	20MVA	1980	—	—	—	—	—
Uniunea Sovietică	Institutul de mașini electrice din Leningrad	64kVA 1,5MAV 20MVA	1970 1973 1981	— —	— —	300MVA 1 200MVA	În construcție În construcție	1985 1990
Japonia	Fuji Mitsubischi	6,25MVA	1978	—	—	—	—	—
		30MVA	1982	—	—	—	—	—
	Hitachi	50MVA	1982	—	—	—	—	—
	Kyoto University	20kVA	1983	732m 1820rot/ min	—	—	—	—
Franța	Paris	1kVA	1965	—	—	—	—	—
	Grenoble	500kW	1977	1,56 m				
	Alsthom EDF	—	—	3000rot/ min	1980/1981	—	În studiu	—
Republica Populară Chineză	Shangai Peri	400kVA	1977	—	—	—	—	—
Republica Federală Germania	Universitatea din München	300kVA	1980/1981	—				
	K.W.U. (Kraft Werk Union)	—	—	1,15 m 300 m rot/min	1983	1000MVA	În studiu	—
Marea Britanie	I.R.D.	—	—	—	—	100...300 MVA	În studiu	—
Italia	Ansaldo Progetto Final CNR	—	—	1,3 m 300rot/min	1983	—	—	—

vedere, mai ales, realizarea de motoare supraconductoare în variantă hetero și homopolară, unele din ele destinate propulsării electrice a marilor nave petroliere. Firma Siemens A. G. a realizat astfel de motoare cu puteri cuprinse între 1 și 2 MW, avînd în fază de proiectare și testare motoare cu puteri pînă la 40 MW. În tabelul 5 se pot vedea caracteristicile motorului heteropolar de curent continuu supraconductor de 1,7 MW al firmei Siemens — A. G.

În Marea Britanie se depun eforturi susținute în vederea realizării de motoare homopolare de curent continuu. Comisia de cercetare și dezvoltare din această țară (I.R.D.) a realizat deja un prototip de motor homopolar de curent continuu cu putere de 2,4 MW și turația de 200 rot/min. Aceeași comisie încearcă, în prezent, definitizarea construcției grupului generator-motor de 1 MW pentru propulsia navelor. Generatorul folosește un nou tip de perie din fibre de carbon argintate cu diametrul de 10 μm, care, față de alte tipuri de perii, prezintă avantajul unor densități mari de curent (în jurul a 100 A/cm²) la viteze periferice ridicate (peste 120 m/s) și a unei căderi de tensiune reduse (de ordinul a 0,15 —0,35 V). Se pare că, totuși, proprietăți mai bune au contactele metal — lichid folosite la mașinile supraconductoare realizate la General Electric și la Centrul de cercetări și dezvoltare navală (S.U.A.). Într-o perspectică imediată, companiile General Electric și Garrett Corporation au în vedere perfecționarea unui sistem de acționare electrică a navelor cu o mașină homopolară de curent continuu avînd puterea de cca 30 MW.

În tabelul 6 sînt prezentate cîteva realizări concrete de motoare electrice supraconductoare existente deja în funcțiune în diferite

Tabelul 8

Caracteristicile critice şi geometrice ale unor turbogeneratoare supraconductoare încadrate în programele prezentate în tabelul nr 7

Caracteristici \ Ţara	SUA	SUA	URSS	FRANŢA	FRANŢA	SUA	URSS
Puterea	10MVA	20MVA	20MVA		250MVA	300MVA	300MVA
Tensiune statorică, kV	13,8	3,6	6,3		12,6	24	20
Legături în stator	Triunghi	STEA				STEA	
Curent de excitaţii, A	939	500	1 610	5 000	4815	1450	
Inducţia maximă, T	4,83	5,9		1,5	4,5	6,4	
Reactanţa Xd, u.r	0,269	0,389	0,333		0,79	0,329	0,33
Reactanţa Xd', u.r	0,203	0,324	0,262		0,52	0,263	0,27
Reactanţa Xd'', u.r.	0,139	0,164	0,162		0,22	0,176	
Diametrul interior al înfăşurării de excitaţie, m	0,207	0,102			0,706	0,485	
Diametrul exterior al înfăşurării de excitaţie, m	0,287	0,254	0,348		0,814	0,625	
Turaţia, rot/min	3 600	3600	3 000	3000	3 000	3600	3000
Diametrul interior al rotorului, m	0,332	0,334			0,99	0,721	
Diametrul exterior al rotorului, m	0,342	0,436	0,59	1,06	1,10	0,729	1,08
Lungimea activă a rotorului, m	0,792	1,32	1,1	1,0	1,56	1,98	2,4
Diametrul interior al înfăşurării indusului, m	0,468	0,482			1,54	1,194	
Diametrul exterior al înfăşurării indusului, m	0,600	0,712			1,84	1,654	
Număr spire/fază	204	14			22	20	
Diametrul interior al miezului ferom. statoric, m	0,66	0,756	0,81		1,84	1,785	
Diametrul exterior al miezului ferom. statoric, m	1,06	1,128			2,48	2,642	

ţări, iar în tabelul 7 diferite programe naţionale în domeniul turbogeneratoarelor supraconductoare. În tabelul 8 se prezintă caracteristicile electrice şi geometrice ale unor maşini precizate în programele din tabelul 7.

La Facultatea de Electrotehnică a Universităţii din Craiova, în cadrul Catedrei de Electrotehnică şi sub auspiciile ICPE — Bucureşti, atît în cadrul unor contracte încheiate cu CNST, cît şi în cadrul unor programe coordonate de ICPE sau al unor programe proprii, de cîţiva ani sînt abordate studii şi cercetări referitoare la stabilirea metodicilor de calcul al circuitelor cu elemente supraconductoare şi, în acest context, se încearcă stabilirea unor metodici de proiectare a unor maşini homopolare supraconductoare şi a unor transformatoare criorezistive şi supraconductoare. Pînă în prezent, s-au stabilit metodici de calcul şi proiectare a turbogeneratoarelor supraconductoare, s-au proiectat diferite variante de maşini homopolare supraconductoare. S-au proiectat, s-au realizat şi s-au efectuat încercări experimentale ale unor criotransformatoare rezistive răcite cu azot lichid, s-au proiectat criotransformatoare răcite cu neon şi cu hidrogen lichid aflîndu-se în curs de definitivare proiectarea şi realizarea unui model funcţional de microtransformator supraconductor.

Cercetările întreprinse au permis să se stabilească metodici specifice de lucru atît în proiectarea, cît şi în construcţia de maşini, transformatoare şi dispozitive crioelectrotehnice, s-au elaborat studii şi cercetări referitoare şi la proiectarea şi construcţia criotroanelor de putere şi a instalaţiilor de stocare a energiei electromagnetice în bobine supraconductoare, iar în

ultimul timp sînt abordate şi unele probleme legate de teoria şi practica joncţiunilor cu efect Josephson.

Bibliografie

[1] *Puşcaşu, S.* Unele probleme actuale şi de perspectivă în crioelectrotehnica aplicată, În: Electrotehnica, Electronica şi Automatica, nr. 4, mai 1978, p. 113—120.

[2] *Puşcaşu, S.* Energia şi tehnicile criogenice. În: „Ştiinţa modernă şi energia, Cluj-Napoca, Ed. Dacia 1982.

[3] *Puşcaşu, S., Stefănescu, Fl.* Unele aspecte constructive ale turbogeneratoarelor cu înfăşurare de excitaţie supraconductoare. Partea I, EEA nr. 8, noiembrie 1979, p. 321—329.

[4] *Puşcaşu, S., Stefănescu, Fl.* Idem, partea a II-a, EEA nr. 7, octombrie 1980, p. 296—303.

[5] *Puşcaşu, S. Georgescu, E.* Aspecte ale utilizării supraconductibilităţii în construcţia de maşini electrice rotative. In: EEA nr. 3, martie 1977.

[6] *Morini, A.* Turboalternatori con avvoglimenti di eccitazione superconduttrice. In: L'Elettrotecnica, nr, 12, 1977.

[7] *Montanella, E., Morini, A.* Esperienze e programmi sperimentali nel campo dela ricerea sui turboalternatori superconducttori. În: L'Elettrotecnica, nr. 1, 1984, p. 21—32.

[8] *Bogner, G.* Research at Siemens Laboratories one large scale applications of superconductivity. În: Cryogenics, mai 1976, p. 259—266.

[9] *Appelton, A.* Status of superconducting a. c. generators. În: The UK, A. I. M., Centrales électriques modernes, Liège, oct. 1981, Compte-rendue de la section V.

[10] *Yamaguchi, K.* ş. a. Realizarea rotorului supraconductor pentru un generator de 50 MVA. În: IEEE Trans. Power App. and Systems S.U.A., vol. 113 nr. 7, 1984, p. 1795.

[11] *Okada, T.* On load test of the 20 kVA superconducting generator. In: IEEE Trans, on Magn. vol. 21 nr. 2, 1985.

[12] *Nakamura, S.* ş. a. 30 MVA superconducting synchronous condenser: design and it's performance test, results. In: IEEE Trans. Power App. and. Systems, S.U.A., vol. 21, nr. 2, 1985.

CZ 621.316.52

Proiectarea asistată de calculator a vibratoarelor electrodinamice

SILVIU DARIE, IOAN VĂDAN, ANDACS LASZLO, HORIA BĂLAN* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

Lucrarea prezintă o metodă originală de proiectare asistată de calculatorul PRAE M, într-o versiune interactivă a vibratoarelor electrodinamice.

Metoda de proiectare utilizează un algoritm iterativ, avînd în vedere caracteristica neliniară de magnetizare a circuitului magnetic.

Algoritmul şi programul de calcul sînt utilizate în proiectarea vibratoarelor electrodinamice cu destinaţie industrială [1, 3, 4, 5].

1. Prezentarea metodei de proiectare a vibratorului

Etapele de proiectare ale unui vibrator electrodinamic urmăresc dimensionarea principalelor elemente active — solenaţiile, în curent continuu, respectiv curent alternativ, dimensionarea circuitului magnetic, pornind de la necesitatea realizării performanţelor impuse în condiţii date de încălzire/răcire ale bobinelor; de asemenea, trebuie avută în vedere tehnologia de execuţie şi condiţiile de exploatare a vibratoarelor.

Proiectarea VED se face în ipotezele:

— se neglijează modularea cîmpului magnetic constant din întrefierul de lucru de către cîmpul magnetic al bobinei de c. a.;

— mărimile variabile în timp se consideră cu variaţie armonică;

— algoritmul de proiectare se întocmeşte în ipoteza utilizării calculatorului personal, care permite funcţionarea interactivă cu proiectantul, oferind o serie de facilităţi în dialogul de proiectare.

Ipotezele sînt admise în practica proiectării şi corespund realităţii, deoarece:

* Dr. ing. *Darie S.*, ing. *Vădan, I.*, ing. *Laszlo, A.*, ing. *Bălan, H.* — Facultatea de Electrotehnică, Institutul Politehnic—Cluj-Napoca.

— fluxul magnetic al bobinei de curent alternativ se închide şi pe un contur relativ mare prin aer, comparativ, cu fluxul magnetic principal constant care se închide prin aer numai pe lăţimea întrefierului δ (fig. 1);

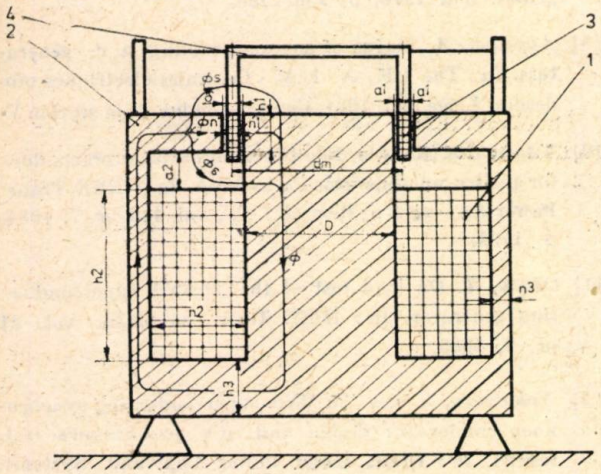


Fig. 1

— coeficientul de amplificare, $K_\theta = \frac{\theta_2}{\theta_1}$, ($\theta_2$, θ_1 — solenaţiile în curent continuu, respectiv în curent alternativ) are o valoare optimă $K_\theta \cong 6$, rezultată din analiza atentă a VED proiectate şi construite de firmele specializate, cît şi din studiul parametric şi calculul de optimizare efectuat de autori [3, 4, 5, 6].

Cele două situaţii, conduc la: $\Phi_a \ll \Phi_c$, unde: Φ_a este fluxul magnetic al bobinei de curent alternativ; Φ_c — fluxul magnetic al bobinei de curent continuu.

Forţa dezvoltată de vibrator:

$$F_o = \sqrt{2}\, B_o\, I_a\, W_1 l_m,$$
$$\cong \sqrt{2}\, \pi\, B_o\, D \cdot \theta_1, \qquad (1)$$

în care:

F_o este amplitudinea forţei dezvoltate, în N; valoarea ei se impune prin tema de proiectare;

B_o — inducţia magnetică din intrefier, în T;

I_a — valoarea efectivă a curentului alternativ din bobina mobilă, în A;

W_1 — numărul de spire ale bobinei de c.a.;

l_m — lungimea medie a spirei de c.a., în m; $l_m \cong \pi D$; luînd $l_m \cong \pi D$, solenaţia care rezultă este mai mare şi, deci, calculul este acoperitor;

D — diametrul miezului central, în m (fig. 1);

θ_1 — solenaţia bobinei de curent alternativ, în Asp.; $\theta_1 = W_1 I_a$.

Din condiţia de stabilitate termică, considerînd bobina de c.a. răcită bilateral prin convecţie, rezultă [1]:

$$\tau_1 = \frac{\rho_1 \cdot \theta_1^2}{2\alpha_1 \cdot f_1 \cdot \alpha_1 h_1^2} \leqslant \tau_{1a}, \qquad (2)$$

unde:

ρ_1 = $\rho_0\ (1 + \alpha\tau_{1a})$ — este rezistivitatea conductorului bobinei în stare caldă; ρ_0 — rezistivitatea conductorului bobinei la 20°C;

α — coeficientul de variaţie a rezistivităţii cu temperatura ($\alpha = 0{,}004°C^{-1}$ pentru conductorul de cupru);

τ_1 — supratemperatura bobinei de c.a., în °C;

τ_{1a} — supratemperatura admisibilă a bobinei de c.a. ($\tau_{1a} = 100$°C, pentru conductor din CuEm tip ET 155);

α_1 — coeficientul de transmitere a căldurii la suprafaţa bobinei mobile; pentru răcire naturală, prin măsurători efectuate [3, 4], s-a determinat $\alpha_1 \cong 20^W/m^2°K$;

f_1 — coeficientul de umplere a bobinajului bobinei mobile; $f_1 = 0{,}4 \div 0{,}6$, cu valori superioare pentru vibratoarele mai mari (cu forţa dezvoltată mai mare);

n_6 — grosimea bobinei mobile, în m:

h_1 — înălţimea bobinei mobile, în m.

Solenaţia necesară în c.c., se obţine prin aplicarea legii circuitului magnetic pentru un contur format de o linie de cîmp principală;

$$\oint \overline{H} \cdot \overline{dl} = H_0 \cdot \delta + H_{Fe} \cdot l_{Fe} = \theta_2, \qquad (3)$$

sau:

$$\theta_2 = K_{Fe} \cdot H_0 \cdot \delta, \qquad (4)$$

în care:

δ este lungimea întrefierului, în m;

H_{Fe}, H_0 — intensitatea cîmpului magnetic în fier, respectiv în intrefier, în Asp/m;

$K_{Fe} = \frac{\theta_0 + \theta_{Fe}}{\theta_0}$ — coeficient pentru luarea în calcul a căderii de tensiune magnetică pe porţiunea din fier;

θ_0, θ_{Fe} — solenaţia corespunzătoare magnetizării întrefierului, respectiv a fierului din circuitul magnetic; $K_{Fe} = 1{,}1 \div 1{,}4$; în faza proiectării preliminare; nu se cunoaşte $H_{Fe} \cdot l_{Fe}$, care se ia în consideraţie prin K_{Fe}.

Pentru a obţine o inducţie în întrefier cît mai mare, se caută prin proiectare ca în vecinătatea întrefierului să existe o inducţie foarte

mare (apropiată de inducţia de saturaţie a materialului), iar în restul circuitului magnetic o inducţie scăzută, pentru a reduce căderea de tensiune magnetică în fier ($H_{Fe} \cdot l_{Fg}$). Pentru aceasta, secţiunea minimă a porţiunii în fier se ia în imediata vecinătate a întrefierului, pe piesa polară şi egală cu secţiunea de trecere a fluxului magnetic util spre piesa polară şi a întrefierului:

$$S_0 \cong S_{Fe\,p} \cong \pi D \cdot h, \tag{5}$$

şi:

$$S_{Fe} = K_1 \cdot S_0, \tag{6}$$
$$\cong K_1 S_{Fe\,p},$$

în care: S_0, $S_{Fe\,p}$ sînt suprafaţa întrefierului, respectiv a piesei polare, în m^2.

Din considerente de reducere a căderii de tensiune magnetică în fier secţiunea jugului magnetic interior, se ia:

$$S_3 = K_1 \cdot S_0, \tag{7}$$

sau:

$$K_1 \cdot \pi \cdot D \cdot h_1 = \pi \cdot D \cdot h_3, \tag{8}$$

de unde rezultă:

$$h_3 = K_1 \cdot h_1, \tag{9}$$

în care:

h_3 este înălţimea jugului magnetic inferior, în m;

K_1 — coeficient de creştere a secţiunii în fier, determinat din calcule de optimizare [6]; $k_1 = 1{,}1 \ldots 1{,}4$;

h_1 — înălţimea polului, în m.

Analog cu relaţia (2) se obţine, pentru bobina de curent continuu, considerată cu miez de fier [1]):

$$\tau_2 = \frac{\rho_2 \cdot \theta_2^2}{2\alpha_2 \cdot f_2 \cdot n_2 \cdot h_2^2} \leqslant \tau_{2a}, \tag{10}$$

unde:

α_2 este coeficientul de transmitere a căldurii la suprafaţa bobinei de c.c.; $\alpha_2 \cong 10^{W}/m^2{}^{\circ}K$[6];

f_2 — coeficientul de umplere a bobinajului bobinei de c.c.; $f_2 = 0{,}4 \div 0{,}6$, valorile superioare se iau pentru bobinele mai mari şi fără izolaţie între straturi [6];

n_2 — grosimea bobinei de curent continuu, în m.

h_2 — înălţimea bobinei de curent continuu, în m:

Diametrul interior al jugului magnetic lateral D_1.

$$D_1 = D + 2n_2. \tag{11}$$

Din legea conservării fluxului magnetic, rezultă:

$$\frac{\pi D^2}{4} = \frac{\pi(D_2^2 - D_1^2)}{4}, \tag{12}$$

de unde se obţine diametrul exterior al jugului magnetic lateral, D_2:

$$D_2 = \sqrt{D_1^2 + D^2}. \tag{13}$$

Grosimea peretelui jugului lateral:

$$n_3 = \frac{D_2 - D_1}{2}. \tag{14}$$

În proiectarea VED se ţine seama şi de coeficienţii de formă geometrică K_{f1}, K_{f2} şi de coeficientul de siguranţă K_2:

$K_{f1} = \frac{h_1}{n_1}$ — coeficientul de formă al bobinei de curent alternativ; $K_{f1} = 5 \ldots 7$, din practica proiectării [3, 4, 5, 6];

$K_{f2} = \frac{h_2}{n_2}$ — coeficientul de formă al bobinei de curent continuu; $K_{f2} = 2 \ldots 4$, din practica proiectării [3,4,5,6];

$K_2 = \frac{a_2}{h_1}$ — coeficient de siguranţă pentru evitarea lovirii bobinei mobile de cea de curent continuu; $K_2 = 0{,}4 \div 0{,}6$.

Cu metoda lui Rotters, se calculează permeanţele diferitelor porţiuni ale circuitului magnetic;

— permeanţa întrefierului:

$$\Delta_u = \frac{2 \cdot \pi \cdot \mu_0 h_1}{\ln\left(1 + \frac{2\delta}{D}\right)}, \tag{15}$$

— permeanţa corespunzătoare fluxului de scăpări din jurul întrefierului:

$$\Delta_s = \mu_0 \cdot D \cdot \left[3 + 2\ln\left(\frac{a_2}{2\delta} + \frac{1}{2}\right) + \ln\left(1 + \frac{D}{\delta}\right)\right], \tag{16}$$

— permeanţa totală din aer:

$$\Delta_0 = \Delta_u + \Delta_s. \tag{17}$$

Dacă se scrie căderea de tensiune magnetică pe întrefier în două moduri diferite (relativ la fluxul total, respectiv la fluxul util), se obţine:

$$\frac{\Phi}{\Delta_0} = \frac{\Phi_u}{\Delta_u}, \tag{18}$$

unde: Φ este fluxul total; Φ_u — fluxul util în întrefier; Δ_0 — permeanţa totală a aerului; Δ_u — permeanţa întrefierului.

Coeficientul de dispersie al circuitului magnetic, K_σ:

$$K_\sigma = \frac{\Phi}{\Phi_u}, \tag{19}$$

$$K_\sigma = 1 + \frac{D \cdot \ln\left(1 + \frac{2\delta}{D}\right)\left[3 + 2\ln\left(\frac{a_2}{\delta}\right) + \ln\left(1 + \frac{D}{\delta}\right)\right]}{2\pi h_1}, \quad (20)$$

Utilizînd relaţiile (6) şi (19) se obţine expresia inducţiei magnetice în fier :

$$B_{Fe} = \frac{K_\sigma \cdot B_0}{K_1}, \quad (21)$$

funcţie de inducţia B_0 din intrefier, care se impune prin tema de proiectare.

Intensitatea cîmpului magnetic în fier H_{Fe}, se obţine din caracteristica de magnetizare, pentru valoarea calculată a inducţiei B_{Fe} cu relaţia (24) :

$$H_{Fe} = H_{Fe}(B_{Fe}). \quad (22)$$

Pentru configuraţia geometrică rezultată, se calculează coeficientul K'_{Fe}.

$$K'_{Fe} = 1 + \frac{\mu_0 \cdot H_{Fe} \cdot l_{Fe}}{B_0 \cdot \delta}, \quad (23)$$

cu :

$$l_{Fe} = 2\left(n_2 + \frac{n_3}{2} + \frac{D}{6} + h_2 + a_2 + \frac{h_1}{2} + \frac{h_3}{2}\right) - \delta.$$

Valoarea lui K'_{Fe} se compară cu cea impusă iniţial K_{Fe}, de unde se determină eroarea de calcul în estimarea acesteia :

$$\varepsilon_{KFe} = \left|\frac{K'_{Fe} - K_{Fe}}{K'_{Fe}}\right| = \left|1 - \frac{K_{Fe}}{K'_{Fe}}\right| \leqslant \varepsilon_{KFe\,impus}. \quad (24)$$

Dacă $\varepsilon_{KFe} \leqslant \varepsilon_{KFeimpus}$, calculul preliminar se încadrează în datele impuse iniţial ; dacă $\varepsilon_{KFe} > \varepsilon_{KFeimpus}$ se reiau calculele cu noua valoare K'_{Fe}.

Masa fierului :

$$m_{Fe} = \rho_{Fe}\left[2\pi D^2 \cdot H + \frac{\pi(D_1^2 - D^2)}{4}(h_3 + h_1)\right], \quad (25)$$

cu :

$$H = h_1 + h_2 + h_3 + a_2. \quad (26)$$

Masa cuprului :

$$m_{Cu} \cong \rho_{Cu} \cdot f_2 \frac{\pi(D_1^2 - D^2) \cdot h_2}{4}, \quad (27)$$

unde s-a neglijat masa cuprului din bobina mobilă (fiind foarte mică).

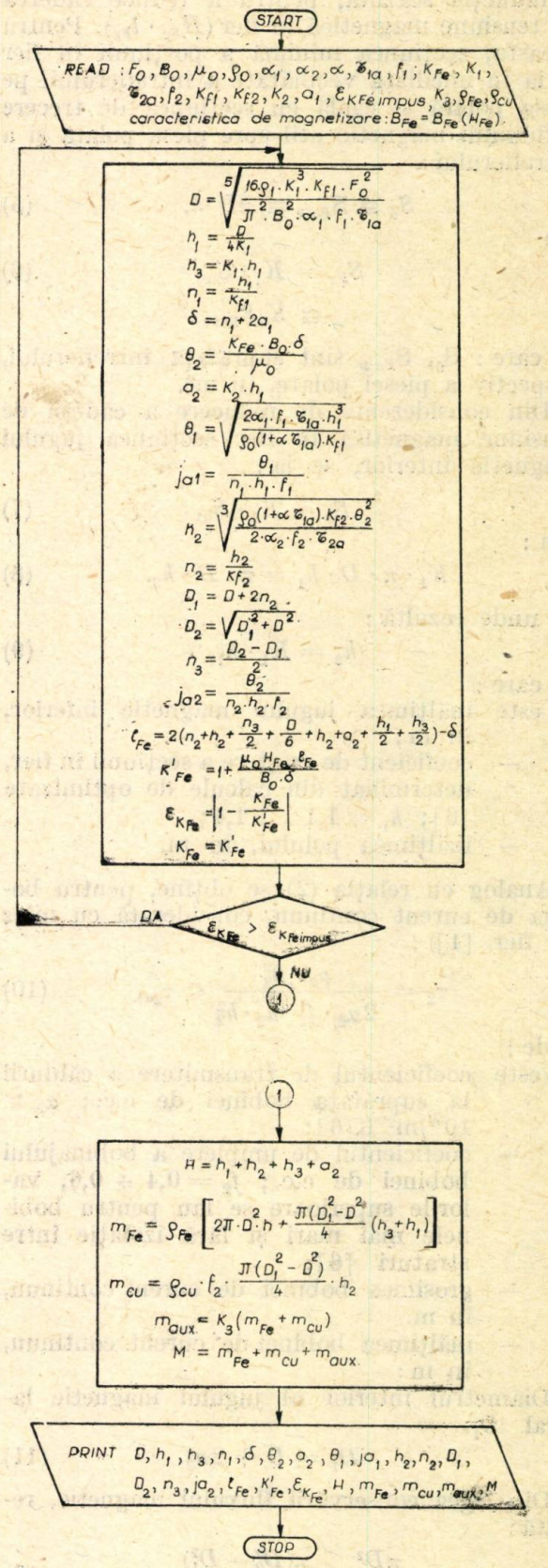


Fig. 2

Masa elementelor auxiliare ale vibratorului :

$$m_{aux} \cong K_3 (m_{Fe} + m_{Cu}), \quad (28)$$

cu :

$$K_3 = 0{,}05 \div 0{,}2, [3, 4, 5, 6]. \quad (29)$$

Masa totală a vibratorului :

$$M = m_{Fe} + m_{Cu} + m_{aux}. \quad (30)$$

Pe baza formulelor de calcul se elaborează algoritmul de proiectare prezentat în figura 2.

2. Programul de calcul

Pe baza algoritmului de calcul prezentat la punctul 1, s-a elaborat programul de calcul scris în limbaj BASIC PRAE ; programul este realizat sub formă interactivă, astfel încît proiectantul poate să schimbe foarte ușor orice dată din proiectare, ceea ce permite în acest fel și o analiză parametrică de proiectare.

După determinarea parametrilor vibratorului se efectuează calculul de optimizare, cu ajutorul algoritmului lui Rosen sau Brent [6].

3. Concluzii

Metodologia, împreună cu algoritmul și programul de calcul elaborat, au permis proiectarea asistată de calculator a vibratoarelor electrodinamice ce au fost executate pentru instalațiile „VIBROTESTER" [10]; totodată, programul de calcul permite a analiza o mare varietate de tipodimensiuni de vibratoare electrodinamice, analiza parametrică a acestora conducînd la o serie de concluzii cu implicații în modul de realizare a acestora [10].

Bibliografie

[1] *Horlopan, Gh.* Aparate electrice. București, Editura Didactică și Pedagogică, 1980.

[2] *Ghenchin, M. D., Rusakov, A. M., Iablonskii, V. V.* Electrodinamiceskie vibratorî. Moscova, Mașinostroienie, 1975.

[3] *Darie, S.* ș. a. Cercetarea, proiectarea și executarea unei instalații pentru testarea la vibrații a acumulatoarelor electrice. Intreprinderea de produse electrotehnice Bistrița, Fabrica de acumulatoare, 1983.

[4] *Darie, S.* ș. a. Cercetarea și proiectarea metodologiei de încercare la vibrații a aparatelor electrice de măsurat cu executarea standului pentru testarea la vibrații a aparatelor. Întreprinderea de aparate electrice de măsurat, Timișoara, 1984.

[5] *Darie, S.*, ș. a. Instalație de testare la vibrații a echipamentelor electrice de pe locomotive, IMMR — 16 februarie, Cluj-Napoca, 1984.

[6] *Darie, S.*, ș. a. Instalație de testare la vibrații asistată de calculator VTC-3. Intreprinderea de electronică industrială și automatizări Cluj-Napoca, 1985.

[7] x x x Prospecte Brüel & Kjaer, Danemarca, Naerum, 1986.

[8] Prospecte Ling—Dinamics, Anglia, 1986.

[9] x x x Prospecte Derritron Anglia, 1984

[10] x x x Vibrotester — Instalație de testare la vibrații a echipamentelor. Prospect, Insitutul Politehnic. Cluj-Napoca, 1984.

CZ 621.313.333 : 621.3.015

MOTOARE ASINCRONE
VARIATOARE DE TENSIUNE ȘI FRECVENȚĂ

Calculul curentului din înfășurările motoarelor asincrone alimentate de la variatoare de tensiune și frecvență

ȘTEFAN BARTZER* — TIMIȘOARA

Introducere

În ansamblul sistemelor de acționare electrică reglabile moderne un loc important îl ocupă cele cu motoare asincrone, la care modificarea și reglarea turației se face prin variația valorii și frecvenței tensiunii de alimentare. De aceea, problemele legate de proiectarea și exploatarea unor astfel de sisteme de acționare electrică merită să fie abordate ca probleme de optimizare după diferite criterii, inclusiv după cel al utilizării maxime a puterii motorului [1]. Rezolvarea acestor probleme impune și cunoașterea legii după care variază curentul în înfășurările motoarelor asincrone, în funcție de cuplul de sarcină și de valoarea și frecvența tensiunii de alimentare [2, 3].

Pornind de la această cerință, în lucrare se deduc formule generale, cu mărimile în unități relative, care permit calculul analitic al curentului statoric și al curentului rotoric în funcție de valorile relative ale cuplului, tensiunii și frecvenței, dacă se cunosc valorile relative ale cuplului de răsturnare și curentului de mers în

* Dr. ing. *Bartzer, Șt.* — Institutul Politehnic „Traian Vuia" din Timișoara, Facultatea de Electrotehnică, Catedra de Electrotehnică și Mașini Electrice.

gol, corespunzătoare condițiilor de alimentare nominale. Interpretarea formulelor de calcul este ilustrată prin reprezentări grafice.

1. Pregătirea instrumentului matematic

Apelind la schema echivalentă în L a mașinii de inducție și la diagrama fazorială corespunzătoare [4], date în figura 1, se poate exprima curentul statoric (ind. „1") pe fază sub forma :

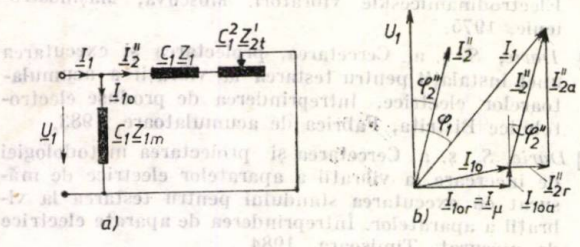


Fig. 1 Explicativă la definirea mărimilor caracteristice ale mașinii de inducție : a — schema echivalentă ; b — diagrama fazorială.

$$I_1 = \sqrt{(I_\mu + I''_{2r})^2 + (I_{10a} \pm I''_{2a})^2} = \\ = \sqrt{I_{10}^2 + I''^2_2 + 2(I_\mu I''_{2r} \pm I_{10a} I''_{2a})}, \quad (1)$$

în care s-au notat prin :

I_{10a}, $I_\mu = I_{10r}$ — componenta activă (ind. „a") și componenta reactivă (ind. „r") sau de magnetizare (ind. „μ") ale curentului de mers în gol ideal (ind. „o") I_{10} ;

$I''_{2a} = I''_2 \cos \varphi''_2$, $I''_{2r} = I''_2 \sin \varphi''_2$ — componentele activă și reactivă ale curentului rotoric (ind. „2") redus la stator (exp.") ;

$$I''_2 = \frac{U_1}{C_1 \sqrt{(R_1 + C_1 R'_{2t}/s)^2 + (X_1 + C_1 X'_2)^2}}, \quad (2)$$

$$\cos \varphi''_2 = \frac{R_1 + C_1 R'_{2t}/s}{\sqrt{(R_1 + C_1 R'_{2t}/s)^2 + (X_1 + C_1 X'_2)^2}}, \quad (3)$$

$$\sin \varphi''_2 = \frac{X_1 + C_1 X'_2}{\sqrt{(R_1 + C_1 R'_{2t}/s)^2 + (X_1 + C_1 X'_2)^2}}, \quad (4)$$

unde :

U_1 este tensiunea de alimentare a unei faze statorice ;

s — alunecarea motorului ;

R_1, X_1 — rezistența în curent alternativ și reactanța de dispersie pe fază a înfășurării statorice, corespunzătoare la frecvența f_1, care formează impedanța :

$$\underline{Z}_1 = R_1 + jX_1 ; \quad (5)$$

$R_{2t} = R_2 + R_a$ — rezistența totală a unei faze rotorice, în care s-a inclus și rezistența pe fază a reostatului rotoric adițional R_a ;

R_2, X_2 — rezistența în curent alternativ și reactanța de dispersie pe fază a înfășurării rotorice, corespunzătoare la frecvența $f_2 = sf_1$;

$R'_a, R'_2, R'_{2t} = R'_2 + R'_a, X'_2$ — valorile reduse la stator (exp.') ale mărimilor R_a, R_2, R_{2t} și X_2, care intră în structura impedanței ;

$$\underline{Z}'_{2t} = R'_{2t}/s + jX'_2 = (R'_a + R'_2)/s + jX'_2 ; \quad (6)$$

$\underline{C}_1$ — modulul mărimii complexe :

$$\underline{C}_1 = 1 + \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_{1m}} = 1 + \frac{R_1 + jX_1}{R_{1m} + jX_{1m}}, \quad (7)$$

aproximat uzual sub forma [3, 4, 5] :

$$C_1 \cong 1 + \frac{X_1}{X_{1m}} ; \quad (8)$$

X_{1m} — reactanța de magnetizare, dependentă de tensiunea de alimentare datorită saturației circuitului magnetic.

Pentru lucrarea de față mai interesează cuplul de răsturnare (critic) :

$$M_k = \frac{m_1 U_1^2}{2 C_1 \Omega_1} \frac{1}{R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + (X_1 + C_1 X'_2)^2}}, \quad (9)$$

care corespunde la alunecarea de răsturnare (critică) :

$$s_k = \pm \frac{C_1 R'_{2t}}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + C_1 X'_2)^2}}, \quad (10)$$

conform expresiei generale a cuplului M dezvoltat de o mașină asincronă :

$$\frac{M}{M_k} = \frac{2\left(1 \pm \frac{R_1}{C_1 R'_{2t}} s_k\right)}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} \pm 2 \frac{R_1}{C_1 R'_{2t}} s_k}. \quad (11)$$

În relația (1), (9), (10) și (11) semnul (+) corespunde regimului de motor și celui de frînă cu contracurent, iar semnul (—) corespunde regimului de generator. S-au mai notat :

m_1 — numărul de faze ale înfășurării statorice (inductoare) ;

Ω_1 — viteza unghiulară sincr[illegible] cîmpului magnetic învîrtitor).

2. Ipoteze de calcul

Pentru a nu complica inut[illegible]ulele se admit următoarele ipoteze simplificatoare :

a. Se operează numai cu mărimi corespunzătoare regimului sinusoidal și armonicii fundamentale.

b. Avînd în vedere că $I_{10a} \ll I_\mu$, se admite $I_{10a} \cong 0$ și $I_\mu \cong I_{10}$. Astfel, rel. (1) devine :

$$I_1 \cong \sqrt{I_{10}^2 + I_2''^2 + 2 I_{10} I_2'' \sin \varphi_2''}. \tag{12}$$

c. Se neglijează saturația circuitului magnetic (necunoscută cantitativ de către proiectantul acționării electrice). În aceste condiții :

— I_μ, respectiv I_{10} variază direct proporțional cu U_1 ;

— X_{1m} nu mai depinde de U_1 și astfel $C_1 =$ const.

d. Avînd în vedere că $R_1 \ll C_1 R'_{2t}/s$, se admite $R_1 \cong 0$. Astfel, rel. (2), (4), (9), (10) și (11) pot fi aduse la forma :

$$I_2'' \cong \frac{1}{C_1}\frac{U_1}{X}\frac{1}{\sqrt{\left(C_1\frac{R'_{2t}}{sX}\right)^2 + 1}} = \frac{1}{C_1}\frac{U_1}{X}\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{s_k}{s}\right)^2 + 1}}, \tag{13}$$

$$\sin \varphi_2'' \cong \frac{1}{\sqrt{\left(C_1\frac{R'_{2t}}{sX}\right)^2 + 1}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{s_k}{s}\right)^2 + 1}}, \tag{14}$$

$$M_k \cong \frac{m_1 U_1^2}{2 C_1 \Omega_1}\frac{1}{X}; \tag{15}$$

$$s_k \cong \pm \frac{C_1 R'_{2t}}{X}; \tag{16}$$

$$\frac{M}{M_k} \cong \frac{2}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}}, \tag{17}$$

unde :

$$X = X_1 + C_1 X'_2. \tag{18}$$

Se constată că, în aceste condiții, regimurile de motor și de generator se tratează la fel.

3. Formulele generale ale curenților

Pentru a conferi calculelor un caracter cît mai general, se operează cu valorile relative ale mărimilor, raportate la cele nominale (ind. „N"). Se introduc notațiile :

$$\begin{aligned} i_1 &= I_1/I_{1N} ; \\ i_2 &= I_2/I_{2N} ; \\ m &= M/M_N ; \\ u &= U_1/U_{1N} ; \\ f &= f_1/f_{1N}, \end{aligned} \tag{19}$$

cu care problema pusă poate fi exprimată sub forma implicită :

$$i_{1,2} = F_{1,2}(m, u, f). \tag{20}$$

Pentru a explicita funcțiile (20) se pornește de la relația (12) adusă la forma :

$$i_1 = \sqrt{\left(\frac{I_{10}}{I_{1N}}\right)^2 + \left(\frac{I_2''}{I_{2N}''}\frac{I_{2N}''}{I_{1N}}\right)^2 + 2\frac{I_{10}}{I_{1N}}\frac{I_{2N}''}{I_{1N}}\frac{I_2''}{I_{2N}''}\sin\varphi_2''}. \tag{21}$$

Avînd în vedere ipotezele c și d, se poate scrie :

$$i_{10} = \frac{I_{10}}{I_{1N}} = \frac{I_{10}}{I_{10N}}\frac{I_{10N}}{I_{1N}} = \frac{u}{f} i_{10N}, \tag{22}$$

unde $i_{10N} = I_{10N}/I_{1N}$ reprezintă valoarea relativă a curentului de mers în gol, corespunzător condițiilor de alimentare nominale.

Dacă se folosește noțiunea de „capacitate de supraîncărcare", împreună cu relația (15) și (19), sub forma :

$$m_k = \frac{M_k}{M_N} = \frac{M_k}{M_{kN}}\frac{M_{kN}}{M_N} = \frac{(U_1/U_{1N})^2}{(\Omega_1/\Omega_{1N})(X/X_N)}\frac{M_{kN}}{M_N} = \left(\frac{u}{f}\right)^2 m_{kN}, \tag{23}$$

unde $m_{kN} = M_{kN}/M_N$ reprezintă capacitatea de supraîncărcare nominală, atunci din rel. (17), cu :

$$m_k^* = \frac{M_k}{M} = \frac{M_k/M_N}{M/M_N} = \frac{m_k}{m} = \left(\frac{u}{f}\right)^2 \frac{m_{kN}}{m}, \tag{24}$$

se obține :

$$\frac{s_k}{s} \cong m_k^* \pm \sqrt{m_k^{*2} - 1} = \left(\frac{u}{f}\right)^2 \frac{1}{m} \left\{ m_{kN} \pm \sqrt{m_{kN}^2 - \left[\frac{m}{(u/f)^2}\right]^2} \right\}, \tag{25}$$

în care semnul (+) corespunde pentru $|s| < |s_k|$, iar semnul (−) pentru $|s| > |s_k|$. La funcționarea motorului în condițiile regimului nominal se obține :

$$\frac{s_{kN}}{s_N} \cong m_{kN} + \sqrt{m_{kN}^2 - 1}. \tag{26}$$

Cu aceste precizări și bazat pe relația (13) se poate scrie :

$$\frac{I_2''}{I_{2N}''} = \frac{\dfrac{U_1}{U_{1N}} \sqrt{\left(\dfrac{s_{kN}}{s_N}\right)^2 + 1}}{\dfrac{X}{X_N} \sqrt{\left(\dfrac{s_k}{s}\right)^2 + 1}} =$$

$$= \frac{u}{f} \sqrt{\frac{(m_{kN} + \sqrt{m_{kN}^2 - 1})^2 + 1}{(m_k^* \pm \sqrt{m_k^{*2} - 1})^2 + 1}} =$$

$$= \frac{u}{f} \sqrt{\frac{m_{kN}}{m_k^*} (m_{kN} + \sqrt{m_{kN}^2 - 1}) (m_k^* \mp \sqrt{m_k^{*2} - 1})},$$

în care, înlocuind m_k^* cu expresia (24), se obține formula generală a curentului rotoric :

$$i_2 = \frac{I_2}{I_{2N}} = \frac{I_2''}{I_{2N}''} =$$

$$= \frac{u}{f} \sqrt{(m_{kN} + \sqrt{m_{kN}^2 - 1}) \left\{ m_{kN} \mp \sqrt{m_{kN}^2 - \left[\frac{m}{(u/f)^2}\right]^2} \right\}}. \tag{27}$$

Raportul I_{2N}''/I_{1N} se poate determina din relația (21) scrisă pentru condițiile regimului nominal sub forma :

$$1 = \sqrt{i_{10N}^2 + \left(\frac{I_{2N}''}{I_{1N}}\right)^2 + 2 i_{10N} \frac{I_{2N}''}{I_{1N}} \sin \varphi_{2N}''}, \tag{28}$$

de unde :

$$\frac{I_{2N}''}{I_{1N}} = - i_{10N} \sin \varphi_{2N}'' + \sqrt{(i_{10N} \sin \varphi_{2N}'')^2 + 1 - i_{10N}^2}, \tag{29}$$

în care, potrivit relațiilor (14) și (26) :

$$\sin \varphi_{2N}'' = \frac{1}{\sqrt{\left(\dfrac{s_{kN}}{s_N}\right)^2 + 1}} = \frac{1}{m_{kN} + \sqrt{m_{kN}^2 - 1}}. \tag{30}$$

Pe baza relațiilor (14) și (25), respectiv (24) se mai poate scrie :

$$\sin \varphi_2'' = \frac{1}{\sqrt{(m_k^* \pm \sqrt{m_k^{*2} - 1})^2 + 1}} =$$

$$= \sqrt{\frac{1}{2m_k^*} (m_k^* \mp \sqrt{m_k^{*2} - 1})} =$$

$$= \sqrt{\frac{1}{2m_{kN}} \left\{ m_{kN} \mp \sqrt{m_{kN}^2 - \left[\frac{m}{(u/f)^2}\right]^2} \right\}}. \tag{31}$$

În fine, dacă se înlocuiesc expresiile (22), (27), (29) + (30) și (31) în (21), atunci după o serie de transformări și artificii de calcul se obține formula căutată a curentului statoric ;

$$i_1 = \frac{I_1}{I_{1N}} = \frac{u}{f} \cdot$$

$$\cdot \sqrt{i_{10N}^2 + (1 - i_{10N}^2)(m_{kN} + \sqrt{m_{kN}^2 - 1}) \left\{ m_{kN} \mp \sqrt{m_{kN}^2 - \left[\frac{m}{(u/f)^2}\right]^2} \right\}} \tag{32}$$

În formulele (27), (31) și (32) semnul (−) corespunde pentru : $|s| < |s_k|$, iar semnul (+) pentru $|s| > |s_k|$, unde pe baza relației (16) :

$$s_k \cong \pm \frac{C_1 R_2'}{X_N} \frac{1}{\dfrac{X}{X_N}} \frac{R_{2t}'}{R_2'} = \pm \frac{s_{kN}}{f} r_{2t}, \tag{33}$$

cu :

$$r_{2t} = R_{2t}'/R_2' = R_{2t}/R_2 \geq 1. \tag{34}$$

4. Interpretări grafice

Pentru un motor dat, variabilele interesante pentru practică în formulele (27) și (32) sînt cuplul relativ de sarcină m și raportul dintre valorile relative ale tensiunii și frecvenței de alimentare u/f. Parametrii nominali ai motorului, care influențează cantitativ acțiunea acestor variabile sînt m_{kN} și i_{10N}, în cazul curentului statoric i_1 și numai m_{kN} în cazul curentului rotoric

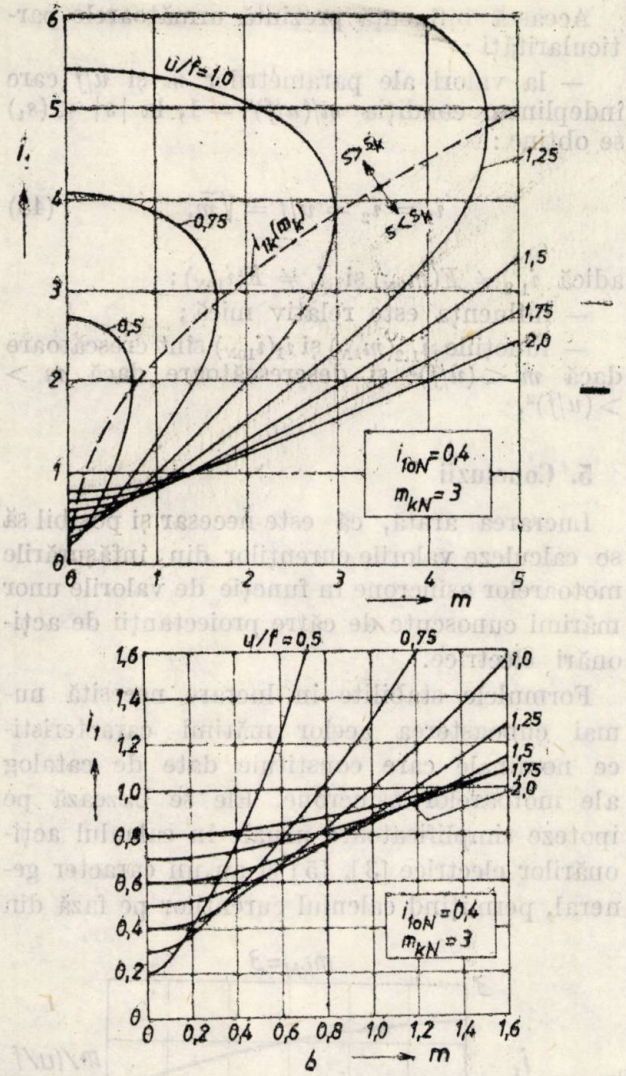


Fig. 2a şi 2b. Influenţa cuplului de sarcină asupra curentului statoric, la diferite valori ale raportului u/f (exemplificare).

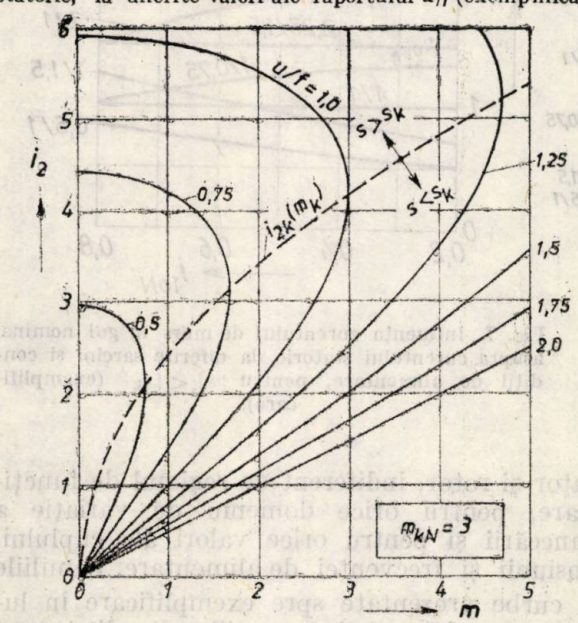


Fig. 3. Influenţa cuplului de sarcină asupra curentului rotoric, la diferite valori ale raportului u/f (exemplificare).

i_2. Bazat pe această constatare, în figurile 2—5 sînt reprezentate, spre exemplificare, familiile de curbe $i_{1,2} = F_{1,2}(m)|_{u/f=\text{const}}$ şi respectiv $i_{1,2} = F'_{1,2}(u/f)_{m=\text{const}}$, pentru cazul unui motor cu $m_{kN} = 3$ şi $i_{10N} = 0{,}4$.

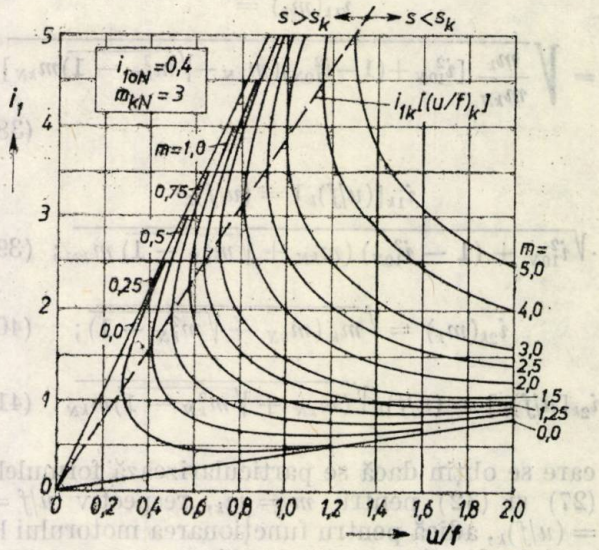


Fig. 4. Influenţa raportului u/f asupra curentului statoric, la diferite valori ale cuplului de sarcină (exemplificare).

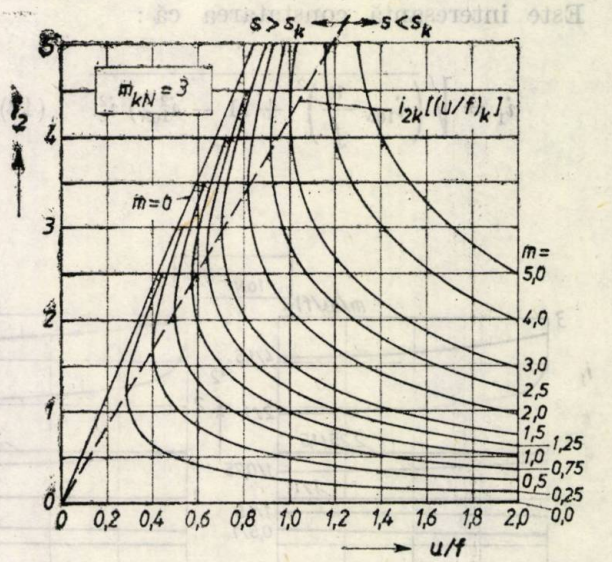


Fig. 5. Influenţa raportului u/f asupra curentului rotoric, la diferite valori ale cuplului de sarcină (exemplificare).

Valorile variabilelor m şi u/f sînt limitate de condiţia :

$$m_{kN}^2 - \left[\frac{m}{(u/f)^2}\right]^2 \geqslant 0, \tag{35}$$

adică :

$$m \leqslant m_{kN}(u/f)^2 = m_k, \tag{36}$$

în care $u/f = (u/f)_k$, respectiv :

$$u/f \geqslant \sqrt{m/m_{kN}} = (u/f)_k, \tag{37}$$

în care $m = m_k$.

În figurile 2—5 mai sînt reprezentate, cu linie întreruptă, valorile particulare i_{1k} și i_{2k} ale curenților, conform relațiilor;

$$i_{1k}(m_k) = \sqrt{\frac{m_k}{m_{kN}}\left[i_{10N}^2+(1-i_{10N}^2)(m_{kN}+\sqrt{m_{kN}^2-1})m_{kN}\right]}; \quad (38)$$

$$i_{1k}[(u/f)_k] = (u/f)_k \cdot \sqrt{i_{10N}^2 + (1-i_{10N}^2)(m_{kN}+\sqrt{m_{kN}^2-1})\,m_{kN}}; \quad (39)$$

$$i_{2k}(m_k) = \sqrt{m_k(m_{kN}+\sqrt{m_{kN}^2-1})}; \quad (40)$$

$$i_{2k}[u/f)_k] = (u/f)_k \sqrt{(m_{kN}+\sqrt{m_{kN}^2-1})m_{kN}}; \quad (41)$$

care se obțin dacă se particularizează formulele (27) și (32) pentru $m = m_k$, respectiv $u/f = (u/f)_k$, adică pentru funcționarea motorului la cuplul de răsturnare (maxim) corespunzător condițiilor de alimentare reale.

Este interesantă constatarea că:

$$i_1 = \sqrt{\left(i_{10N}\frac{u}{f}\right)^2 + (1-i_{10N}^2)\,i_2^2}. \quad (42)$$

Această influență prezintă următoarele particularități:

— la valori ale parametrilor m și u/f care îndeplinesc condiția $m/(u/f)^2 = 1$, la $|s| < (s_k)$ se obține:

$$i_1 = i_2 = u/f = \sqrt{m}, \quad (43)$$

adică $i_{1,2} \neq F(m_{kN})$ și $i_1 \neq F(i_{10N})$;

— influența este relativ mică;

— funcțiile $i_{1,2}(m_{kN})$ și $i_1(i_{10N})$ sînt crescătoare dacă $m < (u/f)^2$ și descrescătoare dacă $m > (u/f)^2$.

5. Concluzii

Lucrarea arată, că este necesar și posibil să se calculeze valorile curenților din înfășurările motoarelor asincrone în funcție de valorile unor mărimi cunoscute de către proiectanții de acționări electrice.

Formulele stabilite în lucrare necesită numai cunoașterea acelor mărimi caracteristice nominale care constituie date de catalog ale motoarelor asincrone. Ele se bazează pe ipoteze simplificatoare uzuale în calculul acționărilor electrice [3], [5] și au un caracter general, permițînd calculul curenților pe fază din

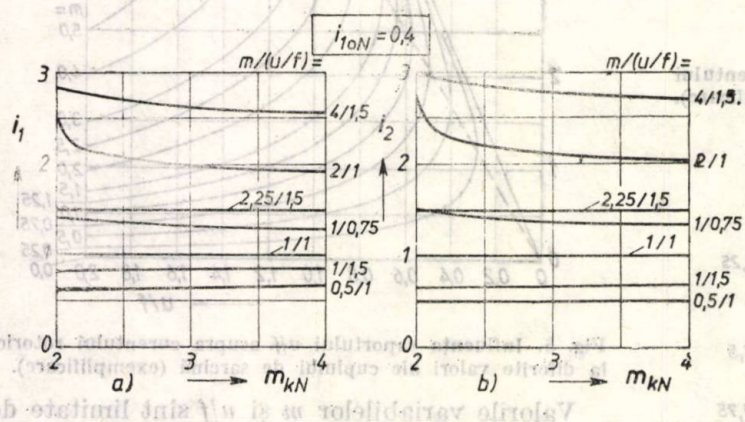


Fig. 6. Influența capacității de suprasarcare nominale asupra curenților pe fază din stator (a) și rotor (b), la diferite sarcini și condiții de alimentare, pentru $|s| < |s_k|$ (exemplificarea).

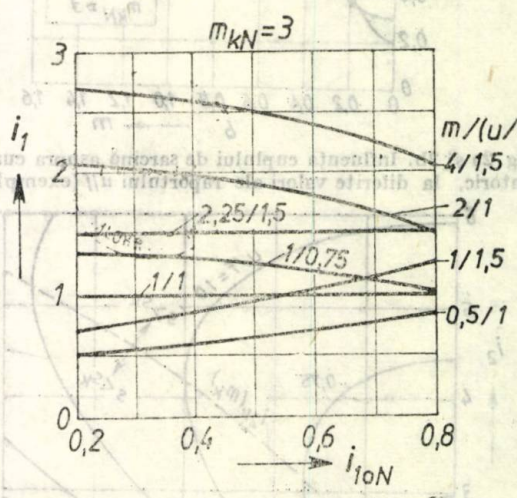


Fig. 7. Influența curentului de mers în gol nominal asupra curentului statoric, la diferite sarcini și condiții de alimentare, pentru $|s| < |s_k|$ (exemplificare).

Influența parametrilor nominali m_{kN} și i_{10N} asupra curenților i_1 și i_2 este reprezentată, spre exemplificare, în figurile 6 și 7, sub forma $i_{1,2} = F''_{1,2}(m_{kN})|_{m,u/f=\text{const.}}$, pentru cazul unui motor cu $i_{10N} = 0{,}4$, respectiv sub forma $i_1 = F''_1(i_{10N})|_{m,u/f=\text{const.}}$, pentru cazul unui motor cu $m_{kN} = 3$, la $|s| < (s_k)$.

stator și rotor, indiferent de regimul de funcționare, pentru orice domeniu de variație a alunecării și pentru orice valori ale cuplului, tensiunii și frecvenței de alimentare. Familiile de curbe prezentate spre exemplificare în lucrare completează informațiile din literatură [6].

Rezultatele stabilite în lucrare sînt destinate să faciliteze calculele de optimizare a acționărilor electrice reglabile cu motoare asincrone alimentate de la variatoare de tensiune și frecvență.

Bibliografie

[1] *Bartzer, St.* Algoritm de calcul pentru optimizarea puterii motoarelor asincrone de macara alimentate prin variatoare de tensiune cu tiristoare. În: E.E.A. — Electrotehnica **33**, București, 1985, nr. 4, p. 172—179.

[2] *Bartzer, St.* Algoritm de calcul pentru optimizarea puterii mașinilor electrice de acționare utilizate în alte condiții decît cele nominale. Simpozionul de la Univ. C.S.Galați, 8 aprilie 1983, Vol. **3**: Transporturi. Automatizări, p. 95—102.

[3] *Brașovan, M., Seracin, E., Bogoevici, N., Kelemen, A., Trifa, V.* Acționări electrice. Aplicații industriale. Editura tehnică, București, 1978.

[4] *Dordea, T.* Mașini electrice. Editura didactică și pedagogică, București, 1970.

[5] *Seracin, E., Popovici, D.* Tehnica acționărilor electrice. Editura Tehnică, București, 1985.

[6] *Siromiatnikov, A. I.* Regimurile de funcționare ale motoarelor asicrone. (Trad. din lb. rusă). Editura Tehnică, București, 1952.

CZ 621.395

CIRCUIT ELECTRIC NELINIAR
PROIECTARE ASISTATĂ DE CALCULATOR

Analiza pe calculator a circuitelor electrice — primul pas în proiectarea asistată de calculator

MIHAI IORDACHE*, LUCIA DUMITRIU*, MIRCEA PERPELEA**, NICOLAE VOICU* — BUCUREȘTI

Introducere

Scopul acestei lucrări este, în principal, să inițieze cititorul cu problemele deosebit de complexe și dificile ale analizei pe calculator a circuitelor electrice și electronice liniare și neliniare, instrument indispensabil în proiectarea automată a circuitelor.

Pentru aceasta se vor prezenta necesitatea și importanța analizei circuitelor electrice în proiectarea lor pe calculator și cîteva aspecte legate de analiza propriu-zisă a circuitelor electrice liniare sau/și neliniare.

În cele ce urmează, se va înțelege prin noțiunea de circuit electric atît așa-zisul circuit electric „clasic" RLCM, cît și circuitul electronic.

Tradițional, proiectarea majorității circuitelor electrice începe cu munca pe hîrtie cu creionul a inginerului care, pe lîngă specialitatea sa, trebuie să fie înzestrat cu numeroase diagrame, tabele și monograme de proiectare. În această muncă, inginerul se bazează foarte mult pe intuiția sa, pe experiența anterioară și trebuie să aibă cunoștințe solide pentru a face aproximări rezonabile. Urmează apoi așa-numitul „breadboarding stage", cînd rezultatul proiectării preliminare este confirmat sau infirmat prin ajustarea valorilor parametrilor elementelor de circuit.

Apariția circuitelor integrate a schimbat complet procedeele de proiectare a circuitelor electrice. Evident, pentru obținerea unor erori cît mai mici și a unei durate de proiectare cît mai reduse, metoda hîrtiei și creionului este neadecvată proiectării circuitelor electrice mari, complexe. De asemenea, nici metoda „breadboarding" nu poate fi folosită în proiectarea circuitelor integrate, deoarece este imposibil să se duplice un circuit integrat cu componente discrete. Producerea actuală a unei măști pentru un circuit integrat este foarte costisitoare. În afara costului ridicat, nici o metodă, din cele menționate mai sus, nu permite analiza toleranțelor și a celor mai nefavorabile cazuri (wort-cases). Deci, se impune ca o necesitate vitală utilizarea calculatorului în proiectarea circuitelor electrice. În locul simulării unui circuit prin „breadboarding", un program pe calculator este capabil să simuleze și să analizeze circuitul. Astfel, analiza pe calculator a circuitelor electrice este primul pas către proiectarea automată a circuitelor. De asemenea, majoritatea programelor de simulare și analiză a circuitelor sînt înzestrate cu tehnici eficiente de optimizare.

Astăzi, programele de simulare și analiză a circuitelor sînt unanim recunoscute ca instrumente indispensabile în proiectarea oricărui circuit sofisticat [1, 2, 3, 4, 5].

Deoarece dispozitivele dintr-un circuit integrat pot fi adesea modelate mult mai exact printr-un model de circuit decît prin componente discrete, rezultatele obținute cu un program

* Dr. ing. *Iordache, M.*, ing. *Dumitriu, L.*, ing. *Voicu, N.* — Institutul Politehnic București.

** Ing. *Perpelea, M.* — Comitetul Municipal UTC — Rîmnicu Vîlcea.

de analiză şi simulare — numit obişnuit *simulator de calcul* (*SC*) — sînt mult mai exacte decît cele obţinute prin metoda breadboarding. Mai mult, costul simulării pe calculator este adesea o mică fracţiune din costul simulării prin metoda breadboarding.

Avantajele analizei circuitelor pe calculator faţă de analiza prin metoda breadboarding rezultă şi din numeroasele simulatoare de calcul realizate în ultimii douăzeci de ani şi din faptul că numeroase versiuni îmbunătăţite ale acestora continuă să se dezvolte şi astăzi.

Tabelul 1

Problemele tipice analizei circuitelor

Tipul circuitului	Descrierea problemelor analizate
I. Liniar rezistiv (nici un condensator şi nici o bobină) Liniar dinamic (conţine cel puţin o bobină sau un condensator)	1. Analiza în curent continuu (găsirea unei soluţii în c.c. a unui circuit liniar rezistiv). 2. Analiza în curent alternativ (găsirea răspunsului în frecvenţă a unui circuit liniar dinamic). 3. Analiza în regim tranzitoriu (găsirea răspunsului tranzitoriu al unui circuit liniar dinamic). 4. Analiza zgomotului (analiza în regim tranzitoriu sau în c.a. cu surse de zgomot ca intrări). 5. Analiza toleranţelor (senzitivităţi şi cele mai nefavorabile cazuri). 6. Determinarea locurilor polilor şi zerourilor funcţiilor de reţea. 7. Generarea simbolică a funcţiilor de reţea.
II. Neliniar rezistiv (nici o bobină şi nici un condensator)	.1 Analiza punctului de funcţionare (găsirea soluţiilor unui circuit rezistiv neliniar) 2. Determinarea caracteristicii de intrare (găsirea relaţiei dintre curentul şi tensiunea porţii de intrare). 3. Determinarea caracteristicii de trasfer (găsirea tensiunii sau curentului de la ieşire în funcţie de tensiunea sau curentul de la intrare). 4. Găsirea formelor de undă de la ieşire datorate funcţiilor variabile în timp de la intrare.
III. Neliniar dinamic (conţine cel puţin un condensator sau o bobină)	1. Analiza condiţiilor iniţiale, polarizării sau stării de echilibru (analiza regimului de funcţionare cu toate condensatoarele înlocuite prin circuite deschise (goluri) şi bobinele prin scurtcircuite). 2. Analiza în regim tranzitoriu (găsirea formelor de undă de la ieşirea în condiţii iniţiale date de utilizator sau calculate cu un program de specificare a condiţiilor iniţiale, cu sau fără mărimi de intrare). 3. Analiza regimului staţionar (găsirea soluţiei de regim periodic staţionar, cu sau fără mărimi de intrare). 4. Analiza distorsiunilor neliniare (găsirea distorsiunilor armonice, modulate sau intermodulate).

Problemele tipice analizei circuitelor electrice pe calculator sînt prezentate în tabelul 1.

1. Modelarea pe calculator a dispozitivelor şi componentelor electronice

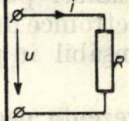
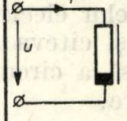
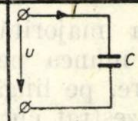
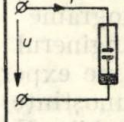
Orice program de analiză pe calculator a circuitelor electrice recunoaşte şi permite numai un *set de bază* de elemente de circuit pentru care el a fost proiectat. Evident, cu cît setul de bază al elementelor de circuit este mai mare cu atît programul respectiv este mai versatil. Numărul maxim al tipurilor elementelor de circuit din setul de bază este dictat adesea de mărimea memoriei şi clasa calculatorului pe care urmează să fie implementat programul.

În majoritatea cazurilor practice [1], [6] orice element de circuit care nu face parte din setul de bază, se înlocuieşte cu un circuit echivalent aproximativ, numit *model de circuit*, format numai din elemente de circuit din setul de bază.

Pentru a realiza modele de circuit realiste pentru majoritatea dispozitivelor şi componentelor de interes practic, setul de bază trebuie să conţină cel puţin cele cinci clase de elemente de circuit cu parametri concentraţi şi invariabile în timp, listate în tabelul 2.

Tabelul 2 A

Setul de bază pentru elementele de circuit cu parametri concentraţi şi invariabile în timp

Tipul elementului (1)	Simbolul şi caracteristica (2)
1. Rezistorul	 a) Rezistorul liniar $u = Ri$ $i = Gu$ R - rezistenţa, G - conductanţa  b) Rezistorul neliniar Controlat în tensiune (c.u.): $i = \hat{i}(u)$ Controlat în curent (c.i.): $u = \hat{u}(i)$ Un rezistor neliniar strict monoton poate fi considerat c.u. sau c.i.
2. Condensatorul	 a) Condensatorul liniar $i = C\frac{du}{dt}$ $u = \frac{1}{C}\int_{-\infty}^{t} i(t)dt$  b) Condensatorul neliniar Condensator controlat în sarcină (c.q.): $u = \hat{u}(q)$ $i(t) = dq(t)/dt$ Condensator c.u.: $q = \hat{q}(u)$ $i(t) = dq(t)/dt$ sau $i(t) = C(u) \cdot du(t)/dt$ unde $C(u) = d\hat{q}(v)/dt$ este capacitate incrementală (diferenţială). Un condensator neliniar strict monoton poate fi considerat c.q. sau c.u.

Tabelul 2 B

(1)	(2)
3. Bobina	a) Bobina liniară $u = L\frac{di(t)}{dt}$, $i = \frac{1}{L}\int_{-\infty}^{t} u(t)dt$ b) Bobina neliniară Bobină controlată în flux (c.φ.): $i = \hat{I}(\Psi)$; $u(t) = d\Psi(t)/dt$ Bobină c.i.: $\Psi = \hat{\Psi}(i)$, $u(t) = d\Psi(t)/dt$ sau $u(t) = L(i)\,di(t)/dt$ unde $L(i) \triangleq d\hat{\Psi}(i)/di$ este inductanța incrementală (diferențială). O bobină neliniară strict monotonă poate fi considerată c. φ sau c.i.
4. Surse ideale independente	a) Sursa de tensiune $u = -E$ sau $u = -e(t)$ b) Sursa de curent $i = J$ sau $i = j(t)$

Tabelul 2 C

(1)	(2)
5. Surse comandate liniare	a) Sursă de tensiune comandată în curent $i_1 = 0$, $u_2 = e_2 = R_{21} i_1$ b) Sursă de tensiune comandată în tensiune $i_1 = 0$, $u_2 = e_2 = A_{21} u_2 = R_2 G_1 u_2$ $G_1 \triangleq 1\,\Omega^{-1}$, $R_2 = A_{21}$ (ca val.) c) Sursă de curent comandată în tensiune $i_1 = 0$, $i_2 = j_2 = G_{21} u_1$ d) Sursă de curent comandată în curent $u_1 = 0$, $i_2 = j_2 = B_{21} i_1 = G_2 R_1 i_1$ $G_2 \triangleq 1\,S$, $R_1 = B_{12}$ (ca val.)

În funcţie de mărimea amplitudinii semnalelor, modelele de circuit se clasifică în : modele globale, locale şi incrementale liniare. Un model global este proiectat astfel încît să simuleze un dispozitiv electronic dat, pentru toate valorile posibile ale curenţilor şi tensiunilor de la borne. Un model local este proiectat să simuleze cu precizie dispozitivul numai pentru anumite regiuni din domeniile posibile de funcţionare ale dispozitivului respectiv. Un model liniar incremental este un model local format numai din elemente liniare de circuit din setul de bază (nici o sursă independentă şi nici un element neliniar). Un model global al unui dispozitiv fizic este neliniar, i.e., conţine cel puţin un rezistor, bobină sau condensator neliniar. Un model local poate fi sau nu neliniar, aceasta depinzînd de mărimea regiunii în care modelul respectiv urmează să funcţioneze. Un model liniar incremental simulează caracteristica dispozitivului într-o mică vecinătate a punctului de funcţionare.

În funcţie de mărimea benzii de frecvenţă, modelele de circuit se clasifică în : modele de c.c. şi modele de c.a. Un model de c.c. diferă de cel de c.a. prin aceea că este strict rezistiv, adică nu conţine nici un condensator şi nici o bobină. Modelele de c. c. pot simula caracteristicile dispozitivelor pentru frecvenţe cuprinse între 0—10 kHz. Modelele de c.a. se divid mai departe în : modele de c.a. de joasă frecvenţă (1—20 kHz), medie frecvenţă (20 kHz—50 MHz) şi înaltă frecvenţă (peste 50 MHz). În figura 1 se prezintă legăturile dintre diferitele tipuri de modele.

Deoarece este nepractic să se testeze validitatea unui model prin supunerea lui la toate formele de undă posibile ale excitaţiei şi com-

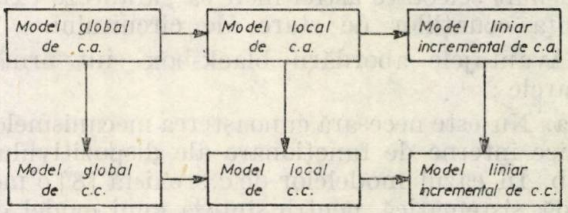


Fig. 1. Ierarhia modelelor de circuit.

pararea răspunsului calculat cu cel măsurat, este imperios necesară găsirea unei teoreme generale de reprezentare care să garanteze validitatea modelului pe baza unui număr finit de măsurători. Pentru verificarea validității modelelor liniare de circuit [1] există următoarea teoremă de caracterizare.

Teorema 1 (teorema de caracterizare a sistemelor liniare). Fie N_a și N_b două black-boxuri liniare cu $n+1$ borne de acces. Se presupune că atît N_a, cît și N_b sînt alimentate cu n surse sinusoidale, fiecare avînd o amplitudine nenulă și conectată la aceleași borne în N_a și N_b. Dacă răspunsurile complete (atît în regim tranzitoriu, cît și în regim staționar) la borne corespondente din N_a și N_b sînt identice, atunci N_a și N_b sînt echivalente, în sensul că ele vor avea aceleași răspunsuri la oricare alte mărimi de excitație.

Demonstrarea acestei teoreme de caracterizare a sistemelor liniare se găsește în orice carte de teoria sistemelor liniare. Ea este o consecință directă a liniarității celor două black-boxuri. Din teorema 1 se poate stabili validitatea modelelor incrementale liniare, atît a celor de c.a., cît și de c.c. din figura 1, prin compararea răspunsului dat de model cu cel măsurat experimental corespunzător aceluiași set de mărimi de excitație.

O teoremă similară pentru stabilirea validității modelelor neliniare nu există. În literatură [1], [7] există două abordări pentru sinteza calitativă a modelelor neliniare de c.a. și anume: abordarea fizică și abordarea black-box.

În abordarea fizică se încearcă să se transfere structura fizică și mecanismele de funcționare ale unui dispozitiv dat, la un model de circuit. Aceasta, presupune cunoașterea și înțelegerea perfectă a proprietăților fizice de funcționare a dispozitivului ce urmează a fi modelat. Din păcate, proprietățile fizice ale multor dispozitive, în special ale celor care funcționează la puteri mari și frecvențe foarte înalte (din domeniul microundelor), nu se cunosc complet. Ca urmare, abordarea fizică nu este întotdeauna aplicabilă.

În abordarea black-box se obține mai întîi un model global valid de c.c. și apoi se completează modelul respectiv cu consdensatoare și bobine parazite la unul sau mai multe locuri strategice din model. Aceste locuri sînt în mod obișnuit selectate astfel încît să garanteze existența ecuațiilor de stare ale circuitului.

Avantajele abordării black-box sînt următoarele:

a. Nu este necesară cunoașterea mecanismelor fizice interne de funcționare ale dispozitivului.

b. În cazul modelelor de c.c. există [8] o metodă sistematică pentru sinteza unui model de c.c. care să simuleze curbele caracteristice ale unui dispozitiv dat. Deoarece metoda black-box este independentă de natura dispozitivului modelat, ea permite sinteza nu numai a dispozitivelor, ci și a celor care urmează a fi descoperite.

c. Deoarece fiecare element dintr-un model sintetizat prin abordarea black-box efectuează o funcție specifică, utilizatorul cunoaște exact rolul pe care-l joacă fiecare element. În consecință, este incomparabil mai ușor pentru utilizator să identifice parametrii și caracteristicile elementelor din model din curbele caracteristice măsurate. Mai mult, este deosebit de simplu să se obțină modelele locale din cele globale, pentru că utilizatorul cunoaște exact ce elemente sînt neglijate într-o regiune dată de funcționare.

Atît abordarea fizică, cît și cea black-box au fost larg folosite în industrie la modelarea dispozitivelor electronice. Pentru dispozitive ca diodele și tranzistoarele, abordarea fizică a avut un succes deplin, ca urmare a faptului că proprietățile fizice ale acestor dispozitive sînt bine cunoscute. De aceea modelele acestor dispozitive se numesc *modele fizice*, iar modelele de circuit obținute prin abordarea black-box se numesc modele *black-box*.

2. Modelul fizic pentru diodele semiconductoare cu joncțiune

Simbolul diodei semiconductoare cu joncțiune *pn* este arătat în figura 2a, iar în figura 2b se prezintă un model global de c.a., larg utilizat în practică.

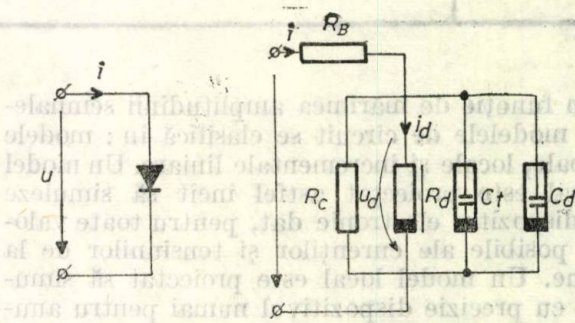


Fig. 2. Modelul „fizic" global de c.a. al unei diode.

Modelul din figura 2b conține următoarele cinci elemente:

1. R_B — rezistența de volum și contact a semiconductorului (obișnuit, $0 < R_B < 100\Omega$).
2. R_C — rezistența ohmică de scurgere a joncțiunii ($R_C > 1$ MΩ).
3. R_c — rezistorul neliniar care reprezintă joncțiunea diodei.

Curba $i_d - u_d$ este dată de relația:

$$i_d = I_s\left(\exp\left(\frac{qu_d}{MkT}\right) - 1\right), \qquad (1)$$

unde :

I_s este curentul de saturaţie al joncţiunii (obişnuit, $10^{-12} < I_s < 10^{-6}$ mA pentru diodele cu Si şi $10^{-8} < I_s < 10^{-2}$ mA pentru cele cu Ge);

q — sarcina electrică a electronului $= 1{,}6 \times 10^{-19}$C;

k — constanta lui Boltzmann $= 1{,}38 \times 10^{-23}$J/K;

T — temperatura absolută a joncţiunii, în K;

M — constantă de emisie (un factor adimensional de corecţie prin care rezistenţa dinamică şi tensiunea joncţiunii sînt mai mari decît valorile ideale, $1 < M < 2{,}5$).

4. C_t — capacitatea neliniară de tranziţie a joncţiunii:

$$C_t = \frac{D}{(U_z - u_d)^n}, \quad u_d < U_z, \tag{2}$$

unde :

D este constanta de proporţionalitate ($0{,}5 \times 10^{-12} < D < 5 \times 10^{-12}$);

U_z — potenţialul de contact al diodei ($0{,}2 < U_z < 0{,}9$ V);

n — constanta de gradient a joncţiunii ($0 < n < 1$).

5. C_d — capacitatea neliniară de difuzie a joncţiunii, a cărei valoare depinde de curentul joncţiunii i_d, conform relaţiei:

$$C_d = \frac{q}{2\pi M_k T f_t}(i_d + I_s), \tag{3}$$

unde I_s, q, k, T şi M au fost definite mai sus, iar f_t este frecvenţa de tăiere intrinsecă a diodei (ea depinde de procesul de fabricaţie al diodei, f_t poate lua valori de la cîţiva MHz la sute de GHz).

Deci, un total de 10 parametri fizici trebuie specificaţi pentru modelul de c.a. al diodei din figura 2b. Aceşti parametri sînt determinaţi printr-o serie de măsurători practice [1], [7].

Pentru a obţine, pentru diodă, un model global de c.c., se îndepărtează cele două capacităţi din figura 2b, iar cele trei rezistoare conectate în paralel se înlocuiesc cu un singur rezistor neliniar a cărui caracteristică $i_d - u_d$ se poate obţine prin măsurători la frecvenţe joase la bornele diodei.

3. Modelul fizic pentru tranzistoare

Simbolul tranzistorului bipolar *pnp* (*npn*) este arătat în figura 3a (3c), iar în figura 3b (3d) se prezintă un model global de c.a., larg

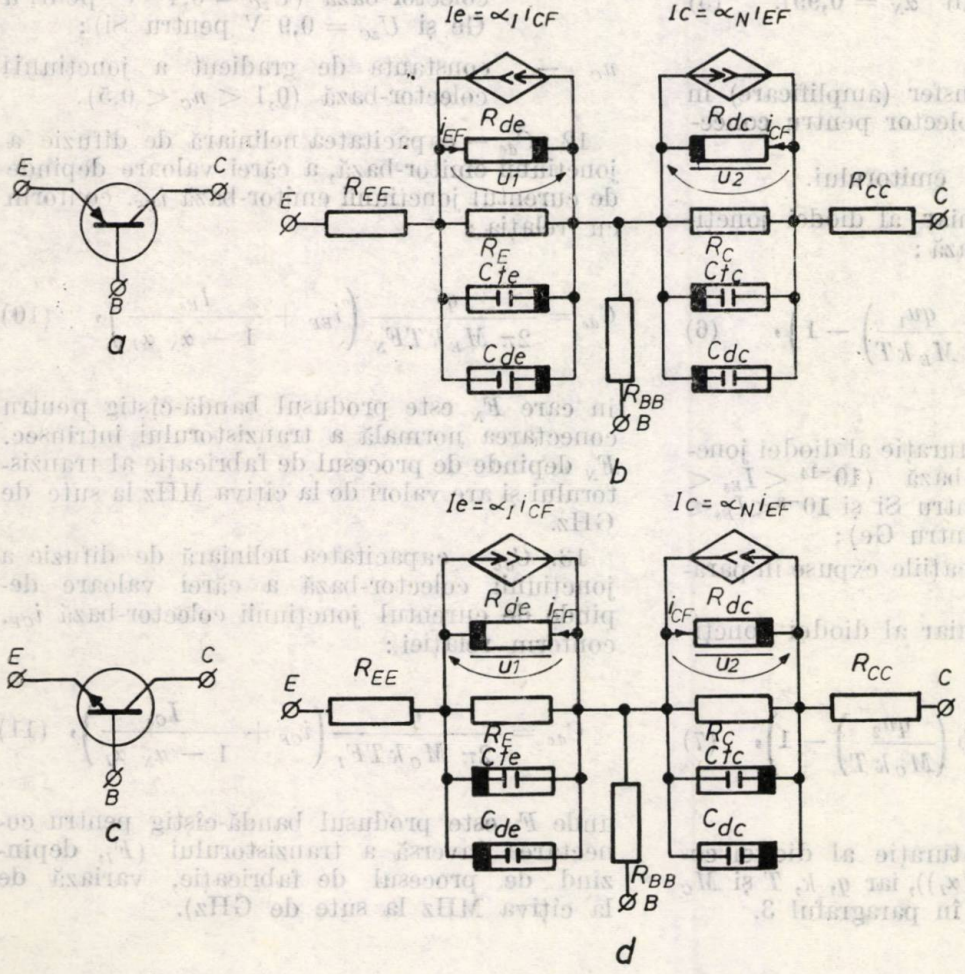


Fig. 3. Modelul Ebers-Moll pentru un tranzistor *pnp*.

utilizat în practică, numit modelul Ebers-Moll. Modelul din figura 3b (3d) conține 13 elemente de circuit, după cum urmează:

1. R_{EE} — rezistența de volum și contact a emitorului ($0 < R_{EE} < 10\Omega$).

2. R_{BB} — rezistența de volum și contact a bazei ($0 < R_{BB} < 100\ \Omega$).

3. R_{CC} — rezistența de volum și contact a colectorului ($0 < R_{CC} < 10\ \Omega$).

4. R_E — rezistența ohmică de scurgere a joncțiunii emitor-bază ($R_E > 1$ MΩ).

5. R_C — rezistența ohmică de scurgere a joncțiunii colector-bază $R_C > 1$MΩ).

6. I_e — sursă ideală de curent comandată de curentul joncțiunii colectorului:

$$I_e = \alpha_I\, i_{CF} \text{(obișnuit } \alpha_I = 0{,}5), \quad (4)$$

unde:

α_I este factorul de transfer (amplificare) în curent emitor-colector pentru conectarea inversă;

i_{CF} — curentul diodei joncțiunii colectorului.

7. I_c — sursă de curent comandată de curentul joncțiunii emitorului;

$$I_c = \alpha_N\, i_{EF} \text{(obișnuit } \alpha_N = 0{,}99), \quad (5)$$

unde:

α_N este factorul de transfer (amplificare) în curent emitor-colector pentru conectarea directă;

i_{EF} — curentul diodei emitorului.

8. R_{de} — rezistorul neliniar al diodei joncțiunii emitor-bază;

$$i_{EF} = \frac{I_{Es}}{1 - \alpha_N\ \alpha_I}\left(\exp\left(\frac{qu_1}{M_E\, kT}\right) - 1\right), \quad (6)$$

unde:

I_{Es} este curentul de saturație al diodei joncțiunii emitor-bază ($10^{-14} < I_{Es} < 10^{-6}$ mA pentru Si și $10^{-8} < I_{Es} < 10^{-2}$ mA pentru Ge);

q, k, T și M_E au semnificațiile expuse în paragraful 3.

9. R_{dc} — rezistorul neliniar al diodei joncțiunii colector-bază:

$$i_{CF} = \frac{I_{Cs}}{I - \alpha_N\ \alpha_I}\left(\exp\left(\frac{qu_2}{M_C\, kT}\right) - 1\right), \quad (7)$$

unde:

I_{Cs} este curentul de saturație al diodei colector-bază ($I_{Cs} \simeq I_{Es} \cdot (\alpha_N/\alpha_I)$), iar q, k, T și M_C au semnificațiile expuse în paragraful 3.

10. C_{te} — capacitatea neliniară de tranziție a joncțiunii emitor-bază, definită prin relația:

$$C_{te} = \frac{D_1}{(U_{zE} - u_1)^{n_E}}, \quad u_1 < U_{zE}, \quad (8)$$

unde:

D_1 este constantă de proporționalitate ($0{,}5 \times 10^{-12} < D_1 < 5 \times 10^{-12}$);

U_{zE} — potențialul de contact al joncțiunii emitor-bază (uzual, $U_{zE} = 0{,}4$ V pentru Ge și $U_{zE} = 0{,}9$ V pentru Si);

n_E — constanta de gradient a joncțiunii emitor-bază ($0{,}3 < n_E < 0{,}5$).

11. C_{tc} — capacitatea neliniară de tranziție a joncțiunii colector-bază, dată de relația:

$$C_{tc} = \frac{D_2}{(U_{zC} - u_2)^{n_C}}, \quad u_2 < U_{zC}, \quad (9)$$

unde:

D este constanta de proporționalitate ($0{,}5 \times 10^{-12} < D_2 < 5 \times 10^{-12}$);

U_{zC} — potențialul de contact al joncțiunii colector-bază ($U_{zC} = 0{,}4$ V pentru Ge și $U_{zC} = 0{,}9$ V pentru Si);

n_C — constanta de gradient a joncțiunii colector-bază ($0{,}1 < n_C < 0{,}5$).

12. C_{de} — capacitatea neliniară de difuzie a joncțiunii emitor-bază, a cărei valoare depinde de curentul joncțiunii emitor-bază i_{EF}, conform cu relația:

$$C_{de} = \frac{q}{2\pi\, M_E\, kTF_N}\left(i_{EF} + \frac{I_{Es}}{1 - \alpha_N\ \alpha_I}\right), \quad (10)$$

în care F_N este produsul bandă-cîștig pentru conectarea normală a tranzistorului intrinsec. F_N depinde de procesul de fabricație al tranzistorului și are valori de la cîțiva MHz la sute de GHz.

13. C_{dc} — capacitatea neliniară de difuzie a joncțiunii colector-bază a cărei valoare depinde de curentul joncțiunii colector-bază i_{CF}, conform relației:

$$C_{dc} = \frac{q}{2\pi\, M_C\, kTF_I}\left(i_{CF} + \frac{I_{Cs}}{1 - \alpha_N\ \alpha_I}\right), \quad (11)$$

unde F_I este produsul bandă-cîștig pentru conectarea inversă a tranzistorului (F_I, depinzînd de procesul de fabricație, variază de la cîțiva MHz la sute de GHz).

Se observă că un total de 22 parametri fizici trebuie specificați pentru modelele Ebers-Moll din figurile 3b și 3d. Acești parametri sînt determinați experimental printr-o serie de măsurători efectuate pe dispozitivul respectiv.

Modelele globale Ebers-Moll de c.c. pentru tranzistoare se pot obține simplu din cele de c.a. din figurile 3b și d prin îndepărtarea celor 4 condensatoare.

Modelele liniare incrementale ale tranzistoarelor se pot obține din modelele globale prin înlocuirea elementelor neliniare cu elemente liniare echivalente. Există o mare varietate de modele liniare incrementale pentru tranzistoare [1, 2, 3, 5, 7, 8]. Simplitatea, acuratețea pentru un domeniu larg de frecvențe și ușurința determinării parametrilor, sînt criterii care stau la baza selectării modelelor incrementale. Unul din cele mai des utilizate modele incrementele pentru tranzistoare, este modelul hibrid-pi cu emitor comun (modelul Giacoletto, prezentat în figura 4). Parametrii corespunzători celor șapte elemente de circuit, la o frecvență f dată, sînt :

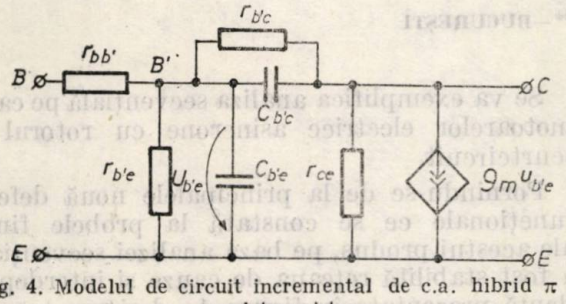


Fig. 4. Modelul de circuit incremental de c.a. hibrid π al unui tranzistor.

1. r_{bb} — rezistența de volum a regiunii neutre a bazei, care apare între contactul metalic al bazei B și baza intrinsecă B'. Valoarea acestei rezistențe este practic constantă pentru un tranzistor dat $5 < r_{bb'} < 100\Omega$).

2. $r_{b'e}$ — rezistența bază-emitor. Această rezistență depinde de factorul de transfer amplificare) în curent bază-colector h_{21} în conexiunea emitor comun, prin relația :

$$r_{r'e} = r_e(1 + h_{21}) \simeq r_e\, h_{21}, \qquad (12)$$

unde $r_e = kT/qI_E$ (I_E — curentul emitorului).

3. $$C_{b'e} = \frac{1}{2\pi f_T\, r_e}, \qquad (13)$$

în care f_T este produsul cîștig-bandă, iar r_e are semnificația de mai sus.

4. $r_{b'e}$ — rezistența de reacție bază-colector, dată de relația :

$$r_{b'e} = \frac{r_e(1 + h_{21})}{h_{12}} \simeq \frac{r_{b'e}}{h_{12}} \qquad (14)$$

În mod obișnuit $r_{b'c} > 1\text{M}\Omega$.

5. $C_{b'c}$ — capacitatea joncțiunii bază-colector, dată de relația aproximativă :

$$C_{b'c} = A\left(\frac{k'}{U_{CE}}\right)^{1/3}, \qquad (15)$$

unde A este aria joncțiunii colector-bază, k' este o constantă relativă la constanta dielectrică a Si (Ge) și la natura impurităților joncțiunii, U_{CE} este tensiunea de c.c. colector-emitor.

6. g_m — conductanța de transfer, transconductanța sau panta tranzistorului, dată de relația :

$$g_m = \frac{h_{21}}{r_e(1 + h_{21})} \simeq \frac{1}{r_e}. \qquad (16)$$

7. r_{ce} — rezistența de ieșire cu conexiune emitor comun. Rezistența r_{ce} are expresia :

$$r_{ce} = \frac{1}{h_{22} - g_m\, h_{12}}. \qquad (17)$$

În general, valoarea rezistenței r_{ce} este foarte mare și ea poate fi neglijabilă în majoritatea aplicațiilor.

4. Concluzii

Din cele prezentate mai sus, rezultă, că analiza și simularea circuitelor electrice complexe neliniare pe calculator constituie un instrument indispensabil în proiectarea automată a circuitelor.

Pentru reducerea erorilor în simularea și analiza circuitelor electrice pe calculator, o deosebită importanță o are selectarea celor mai adecvate modele de circuit pentru dispozitivele și componentele electronice. În literatură [1], [3], [5], se arată că, practic orice element multipol sau multiport de circuit liniar sau neliniar, poate fi simulat prin scheme echivalente formate numai din elemente de circuit din setul de bază din tabelul 2. Chiar și elementele de circuit parametrice pot fi modelate prin scheme echivalente ce conțin numai elemente de circuit din setul de bază.

Un program de simulare și analiză a circuitelor electrice cuprinde următoarele cinci probleme mari : 1) construirea modelelor de circuit pentru dispozitivele și componentele electronice ; 2) introducerea datelor de intrare ; 3) formularea ecuațiilor corespunzătoare regimului de funcționare analizat ; 4) soluționarea numerică a ecuațiilor ; 5) extragerea mărimilor de ieșire.

Majoritatea programelor de analiză a circuitelor electrice sînt înzestrate cu tehnci de optimizare, permiţînd analiza toleranţelor şi a celor mai nefavorabile cazuri, probleme care cu vechile metode de analiză erau practic inatacabile.

Bibliografie

[1] *Chua, L. O.* and Pen-Min Lin. Computer-aided analysis of electronic circuits. Algorithms and computational techniques. Englewood Cliffs, NJ; Prentice-Hall, 1975.

[2] *Kuo, F. F. Magnuson, W. G.*, Computer-oriented circuit design, Englewood Cliffs, NJ; Prentice-Hall, 1969.

[3] *Calahan D. A.* Computer-aided network design. New-York: Mc Graw-Hill Book Company, 1972.

[4] *Iordache, M., Marinescu, N.* and *Mihai Cl.* A newcomputeraided circuit analysis method, Intern. AMSE Summef Conference Athens, June 27—29, 1984.

[5] *Herskowitz G. J.* Computer-aided integrated circuit design. New-York, Mc Graw-Hill Book Company, 1968.

[6] *Iordache, M., Dornescu, D.* PSACELN — Program de Simulare şi Analiză a Circuitelor Electrice Liniare sau Neliniare. În: E.E.A. — Electrotehnica, nr. 2, februarie, 1985.

[7] *Lam Y. E.* Comment on modeling of three-terminal devices. A Black Box Approach, IEEE Trans. Circuits. and Systems, Vol. **CAS-21**, No. 6, pp. 807—809, Nov. 1974.

[8] *Chua, L. O.* Introduction to nonlinear network theory New-York, McGraw-Hill Book Company, 1969.

CZ 621—213.4:621.317.3

MAŞINI ELECTRICE
ANALIZĂ DEFECTE

Analiza secvenţială a defectelor pe fluxul de fabricaţie a maşinilor electrice*

ŞERBAN MICHĂESCU**—BUCUREŞTI

Harta cauzelor de noncalitate

Conceptul de analiză secvenţială se bazează pe intercorelarea cauză-efect care se manifestă în mod obiectiv de-a lungul unui flux de fabricaţie caracterizat printr-o dotare tehnologică dată.

Dacă la probele finale ale produsului se constată un defect D_1, acesta a fost, evident, consecinţa unei cauze C_1 (secvenţa 1), care la rîndul ei se datorează unei alte cauze C_2 (secvenţa 2) şi aşa mai departe, astfel că, în general, există un şir de cauze care se înlănţuiesc secvenţial de-a lungul fluxului de fabricaţie, avînd drept consecinţă defectul constatat la final:

$$C_4 \mapsto C_3 \to C_2 \to C_1 \mapsto D_1.$$

Desigur, fiecare din cauzele C este în acelaşi timp şi un defect într-o anumită fază de execuţie a produsului, dar şi cauză generatoare a unuia sau mai multor defecte ulterioare.

În practică, multe analize de calitate se opresc la cauze de secvenţa 1-i cel mult a 2-a, nepunîndu-se în evidenţă cauzele primordiale, cauzele multiple ce generează acelaşi defect, cauzele ce generează defecte multiple, precum şi interdependenţa dintre defecte şi, ca urmare, răspunsul la întrebarea „de ce apare defectul?" nu poate fi decît incomplet.

Se va exemplifica analiza secvenţială pe cazul motoarelor electrice asincrone cu rotorul în scurtcircuit.

Pornindu-se de la principalele nouă defecte funcţionale ce se constată la probele finale ale acestui produs, pe baza analizei secvenţiale, a fost stabilită reţeaua de cauze şi interdependenţă prezentate în figura 1; desigur, această „hartă a cauzelor de noncalitate", specifică unei tehnologii de produs dată, poate fi completată cu noi cauze pe măsura identificării lor, sau cu prevederea preventivă a altora, dar, în orice caz, ea constituie un instrument sistematic de acţiune pentru analiza calităţii fabricaţiei produsului respectiv.

Stabilirea în mod eficient a priorităţilor pentru eliminarea cauzelor generatoare de defecte

În mod obişnuit, priorităţile se ordonează folosindu-se binecunoscuta distribuţie PARTETO (LORENTZ sau ABC) unde, de regulă, primele 2—3 defecte, totalizează circa 60% din totalul defectelor.

Considerînd, pentru exemplificare, un set de nouă tipuri de defecte ce apar uzual la probele finale ale motoarelor asincrone şi ordonîndu-le după ponderea frecvenţei de apariţie şi apoi după ponderea cheltuielilor pentru remediere, se obţine situaţia din tabelul 1.

Se observă, din clasament, că priorităţile sînt diferite:

— pe criteriul frecvenţei de apariţie, acţiunile de corecţie ar trebui dirijate către redu-

* Lucrare comunicată la Conferinţa Internaţională de Maşini şi Acţionări Electrice, Eforie Nord, 1986.

** Ing. *Michăiescu Ş.* — Inspectoratul General de Stat pentru Controlul Calităţii Produselor — Bucureşti.

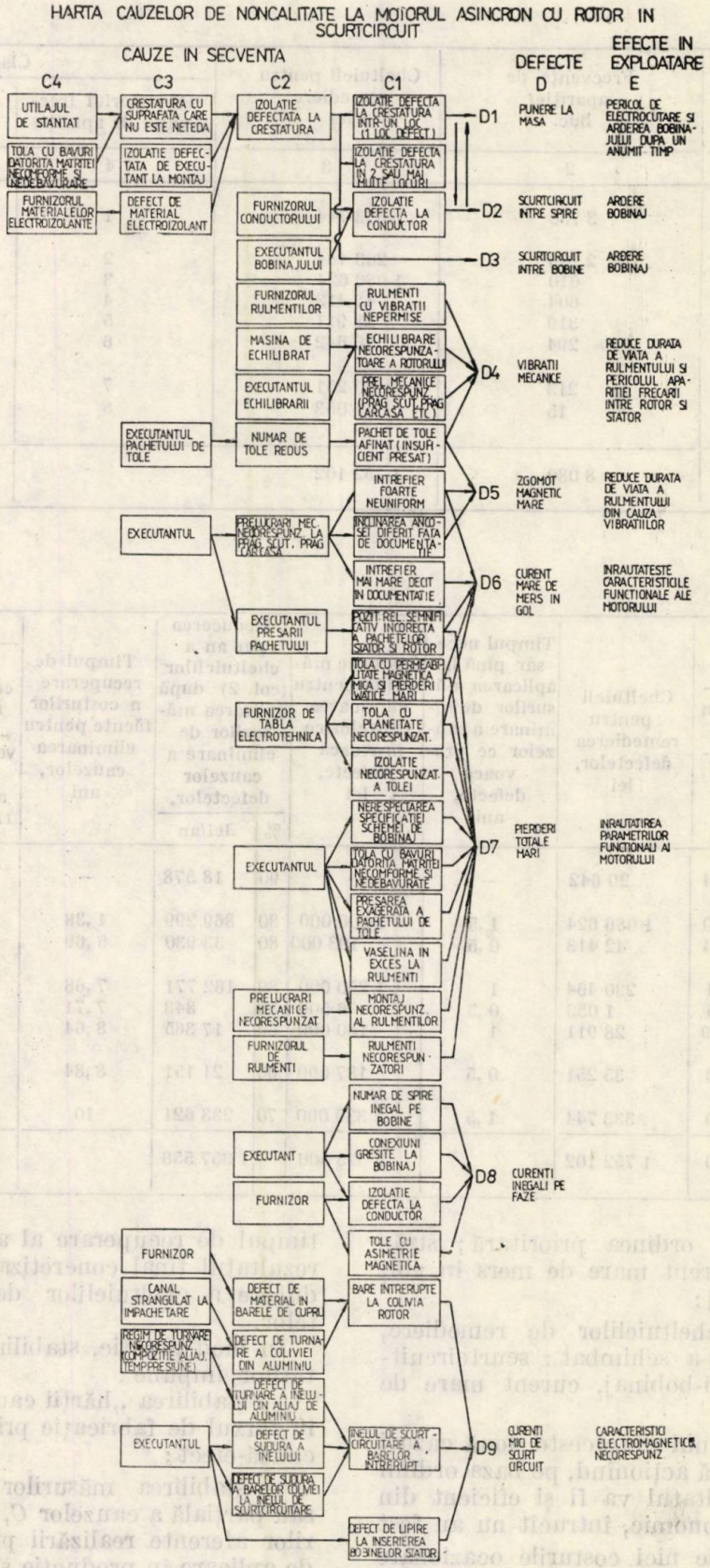

HARTA CAUZELOR DE NONCALITATE LA MOTORUL ASINCRON CU ROTOR IN SCURTCIRCUIT
CAUZE IN SECVENTA
C4
C3
C2
C1
DEFECTE D
EFECTE IN EXPLOATARE E
UTILAJUL DE STANTAT
CRESTATURA CU SUPRAFATA CARE NU ESTE NETEDA
IZOLATIE DEFECTATA LA CRESTATURA
IZOLATIE DEFECTA LA CRESTATURA INTR-UN LOC (1 LOC DEFECT)
D1
PUNERE LA MASA
PERICOL DE ELECTROCUTARE SI ARDEREA BOBINAJULUI DUPA UN ANUMIT TIMP
TOLA CU BAVURI DATORITA MATRITEI NECOMFORME SI NEDEBAVURARE
IZOLATIE DEFECTATA DE EXECUTANT LA MONTAJ
IZOLATIE DEFECTA LA CRESTATURA IN 2 SAU MAI MULTE LOCURI
FURNIZORUL MATERIALELOR ELECTROIZOLANTE
DEFECT DE MATERIAL ELECTROIZOLANT
FURNIZORUL CONDUCTORULUI
IZOLATIE DEFECTA LA CONDUCTOR
D2
SCURTCIRCUIT INTRE SPIRE
ARDERE BOBINAJ
EXECUTANTUL BOBINAJULUI
D3
SCURTCIRCUIT INTRE BOBINE
ARDERE BOBINAJ
FURNIZORUL RULMENTILOR
RULMENTI CU VIBRATII NEPERMISE
MASINA DE ECHILIBRAT
ECHILIBRARE NECORESPUNZATOARE A ROTORULUI
D4
VIBRATII MECANICE
REDUCE DURATA DE VIATA A RULMENTULUI SI PERICOLUL APARITIEI FRECARII INTRE ROTOR SI STATOR
EXECUTANTUL ECHILIBRARII
PREL. MECANICE NECORESPUNZ. (PRAG SCUT, PRAG CARCASA ETC.)
EXECUTANTUL PACHETULUI DE TOLE
NUMAR DE TOLE REDUS
PACHET DE TOLE AFINAT (INSUFICIENT PRESAT)
INTREFIER FOARTE NEUNIFORM
D5
ZGOMOT MAGNETIC MARE
REDUCE DURATA DE VIATA A RULMENTULUI DIN CAUZA VIBRATIILOR
EXECUTANTUL
PRELUCRARI MEC. NECORESPUNZ. LA PRAG SCUT, PRAG CARCASA
INCLINAREA ANOSEI DIFERIT FATA DE DOCUMENTATIE
INTREFIER MAI MARE DECIT IN DOCUMENTATIE
D6
CURENT MARE DE MERS IN GOL
INRAUTATESTE CARACTERISTICILE FUNCTIONALE ALE MOTORULUI
EXECUTANTUL PRESARII PACHETULUI
POZITIE REL. SEMNIFICATIV INCORECTA A PACHETELOR STATOR SI ROTOR
TOLA CU PERMEABILITATE MAGNETICA MICA SI PIERDERI WATICE MARI
FURNIZOR DE TABLA ELECTROTEHNICA
TOLA CU PLANEITATE NECORESPUNZAT.
IZOLATIE NECORESPUNZATOARE A TOLEI
NERESPECTAREA SPECIFICATIEI SCHEMEI DE BOBINAJ
TOLA CU BAVURI DATORITA MATRITEI NECOMFORME SI NEDEBAVURATE
PRESAREA EXAGERATA A PACHETULUI DE TOLE
VASELINA IN EXCES LA RULMENTI
D7
PIERDERI TOTALE MARI
INRAUTATIREA PARAMETRILOR FUNCTIONALI AI MOTORULUI
EXECUTANTUL
PRELUCRARI MECANICE NECORESPUNZAT.
MONTAJ NECORESPUNZ. AL RULMENTILOR
FURNIZORUL DE RULMENTI
RULMENTI NECORESPUNZATORI
NUMAR DE SPIRE INEGAL PE BOBINE
EXECUTANT
CONEXIUNI GRESITE LA BOBINAJ
D8
CURENTI INEGALI PE FAZE
FURNIZOR
IZOLATIE DEFECTA LA CONDUCTOR
TOLE CU ASIMETRIE MAGNETICA
FURNIZOR
DEFECT DE MATERIAL IN BARELE DE CUPRU
BARE INTRERUPTE LA COLIVIA ROTOR
CANAL STRANGULAT LA IMPACHETARE
REGIM DE TURNARE NECORESPUNZ. (COMPOZITIE ALIAJ, TEMPERATURA)
DEFECT DE TURNARE A COLIVIEI DIN ALUMINIU
DEFECT DE TURNARE A INELULUI DIN ALIAJ DE ALUMINIU
EXECUTANTUL
DEFECT DE SUDURA A INELULUI
INELUL DE SCURTCIRCUITARE A BARELOR INTRERUPT
D9
CURENTI MICI DE SCURT CIRCUIT
CARACTERISTICI ELECTROMAGNETICE NECORESPUNZ.
DEFECT DE SUDURA A BARELOR COLIVIEI LA INELUL DE SCURTCIRCUITARE
DEFECT DE LIPIRE LA INSERIEREA BOBINELOR STATOR

Fig. 1.

Tabelul 1

(Valori informative)

Tipul defectului la încercările finale	Frecvența de apariție/ buc.	Cheltuieli pentru remediere, lei	Clasament	
			Pe criteriul frecvenței de apariție	Pe criterul de cheltuieli pentru remediere
1	2	3	4	5
Străpungeri bobinaj	3 780	333 744	1	2
Curent mare de mers în gol	2 245	203 464	2	3
Scurtcircuit bobinaj	610	1 086 624	3	1
Vibrații	604	42 413	4	4
Pierderi mari	319	28 911	5	6
Curenți inegali	294	20 642	6	7
Curent mic de scurtcircuit	213	35 251	7	5
Zgomot magnetic	15	1 053	8	8
TOTAL	8 080	1 752 102		

Tabelul 2

(valori informative)

Tipul defectului la încercările finale	Frecvența de apariție	Cheltuieli pentru remedierea defectelor, lei	Timpul necesar pînă la aplicarea măsurilor de eliminare a cauzelor ce provoacă defecte, ani	Costurile măsurilor pentru eliminarea cauzelor ce provoacă defecte, lei	Reducerea per an a cheltuielilor (col. 2) după aplicarea măsurilor de eliminare a cauzelor defectelor,		Timpul de recuperare a costurilor făcute pentru eliminarea cauzelor, ani	Clasament		
					%	lei/an		Pe criteriul „frecvenței de apariție"	Pe criteriul „cheltuieli pentru remediere"	Pe criteriul „timpului de recuperare a costurilor" pentru eliminarea cauzelor defectelor
Curenți inegali	294	20 642	—	—	90	18 578	—	6	7	1
Scurtcircuit bobinaj	610	1 086 624	1,5	1 200 000	80	869 299	1,38	3	1	2
Vibrații	604	42 413	0,5	193 000	80	33 930	5,69	4	4	3
Curent mare de mers în gol	2 254	230 464	1	1 250 000	80	162 771	7,68	2	3	4
Zgomot magnetic	15	1 053	0,5	6 500	80	843	7,71	8	8	5
Pierderi mari	319	28 911	1	150 000	60	17 365	8,64	5	6	6
Curent mic de scurtcircuit	213	35 251	0,5	187 000	60	21 151	8,84	7	5	7
Străpungeri bobinaj	3 780	333 744	1,5	2 339 000	70	233 621	10	1	2	8
TOTAL	8 080	1 752 102		5 325 500		1 357 558				

cerea defectelor în ordinea prioritară; străpungeri bobinaj, curent mare de mers în gol, scurtcircuit bobinaj;

— pe criteriul cheltuielilor de remediere, ordinea prioritară s-a schimbat : scurtcircuit-bobinaj, străpungeri-bobinaj, curent mare de mers în gol.

În plus, în nici unul din aceste două cazuri nu există garanția că acționînd, pe baza ordinii din tabelul 1, rezultatul va fi și eficient din punct de vedere economic, întrucît nu au fost luate în considerație nici costurile ocazionate de eliminarea cauzelor generatoare de defecte potrivit „hărții cauzelor de noncalitate", nici timpul de recuperare al acestor costuri și nici rezultatul final concretizat prin gradul de reducere a cheltuielilor de remediere a defectelor.

În mod practic, stabilirea eficientă a priorităților impune :

— stabilirea „hărții cauzelor de noncalitate" în fluxul de fabricație prin analiză secvențială cauză-efect;

— stabilirea măsurilor de eliminare totală sau parțială a cauzelor *C*, cu precizarea : costurilor aferente realizării practice, a termenelor de aplicare în producție și estimarea factorului de reducere constantă per an a cheltuielilor de remediere :

— determinarea timpului de recuperare a costurilor pentru aplicarea măsurilor de eliminare a cauzelor ce generează defectele analizate.

Admiţînd exemplificativ, conform datelor informative din tabelul 2, mărimea costurilor pentru aplicarea măsurilor de eliminare a cauzelor ce generează defecte (col. 4) şi valorile procentuale ale gradului de reducere a cheltuielilor (col. 5), rezultă că pentru tipurile de defecte cu aceeaşi frecvenţă de apariţie şi aceleaşi cheltuieli de remediere ca în tabelul 1, clasamentul priorităţilor este cu totul altul şi anume defectele care se impun a fi eliminate cu prioritate au devenit acum : curenţi inegali, scurtcircuit bobinaj şi vibraţii.

Aşa cum se observă, clasamentul priorităţilor (col. 10 din tabelul 2) a fost făcut pe criteriul timpului de recuperare a costurilor pentru eliminarea cauzelor generatoare de defecte (col. 7), timp determinat ca raport între costurile măsurilor de eliminare a cauzelor ce provocă defecte (col. 4) şi reducerea per an a cheltuielilor de remediere (col. 6).

Avantajul principal al acestui tip de clasament constă în aceea că permite adoptarea unor strategii diferenţiate care să corespundă unui optim economic referitor la fiecare defect în parte, astfel :

— pentru acele defecte, a căror reducere nu implică costuri, vor fi aplicate imediat măsuri organizatorice între care „cercurile de calitate" reprezintă una dintre cele mai eficiente, simbolizînd acţiuni pentru o activitate de înaltă calitate şi productivitate, precum şi creativitate pentru îmbunătăţirea sistematică a condiţiilor de lucru şi a tehnologiei de fabricaţie :

— pentru acele defecte, a căror reducere implică costuri, soluţiile de conducere a calităţii vor fi diferite, funcţie de timpul de recuperare a cheltuielilor, optîndu-se între varianta finanţării măsurilor de eliminare a cauzelor generatoare de defecte şi alternativa remedierii defectelor prin „SERVICE" atunci cînd, de exemplu, timpul de recuperare a investiţiei făcute pentru eliminarea defectului ar fi exagerat de mare.

Implementare

În cazul cel mai general, analiza secvenţială, ca mijloc de îmbunătăţire calitativă a unei fabricaţii de serie, trebuie să se bazeze pe cunoaşterea defectelor ce apar nu numai în ciclul de fabricaţie, datorită executanţilor, calităţii materialelor, maşinilor şi utilajelor, metodelor şi mijloacelor de măsurare, condiţiilor de mediu, ci şi pe acelea care apar în timpul transportului şi în exploatare la beneficiari, astfel încît să existe informaţii pentru introducerea de corecţii nu numai în fabricaţie, ci şi în documentaţia produsului.

În aceste condiţii, o implementare corectă trebuie să aibă la bază cel puţin următoarele elemente principale ;

— bancă de date sistematic completată cu toate defectele constatate pe parcursul fabricaţiei, transportului şi exploatării produsului ;

— sistem organizatoric care să asigure analiza defectelor şi elaborarea „hărţii cauzelor de noncalitate" ;

— sistem organizatoric care să asigure elaborarea măsurilor tehnico-organizatorice de reducere a defectelor pe bază „hărţii cauzelor de noncalitate" şi evaluarea economică a costurilor de investiţie şi reducerii de cheltuieli neeconomicoase ;

— organ de decizie care să hotărască pe baza criteriului de eficienţă economică, strategie ce trebuie adoptată referitor la defectele constatate.

Factorul de reducere per an a cheltuielilor de remediere a defectelor poate deveni un indicator de calitate planificabil, care să garanteze îmbunătăţirea sistematică a calităţii în fabricaţia de serie.

CZ 541.134: 621.357.4

INTERFAŢĂ ELECTROD/ELECTROLIT
DIFUZIE NESTAŢIONARĂ
FENOMENE TRANZITORII
CAPACITATE DIFERENŢIALĂ

Fenomene tranzitorii (de relaxare) în sisteme electrochimice, în cazul variaţiei în trepte a tensiunii de electrod „măsurată"

ION MITRACHE*—CLUJ-NAPOCA

În prezenta lucrare se deduc ecuaţii pentru dependenţele de timp ale intensităţilor curentului total, curentului de încărcare a stratului dubu-electric, curentului faradaic şi tensiunii imprimate suplimentare, în cazul variaţiei în trepte a tensiunii de electrod „măsurată", luînd în considerare difuzia nestaţionară, căderea ohmică de tensiune şi influenţa capacităţii diferenţiale a stratului dublu-electric.

Se consideră procesul de electrod :

$$\text{Oxidant} + ne^- \rightleftharpoons \text{Reducător},$$

la echilibru (e).

Se presupune că la momentul iniţial $t = 0$ se modifică, prin treapta $\Delta u_m = \Delta u_{i,s,m}$ de modul mic (cîţiva mV), tensiunea de electrod „măsurată" [1] de la valoarea U_{me} la $U_{m,e} + \Delta u_m = u_m$ (constantă în timp), deci se modifică şi tensiunea imprimată suplimentară „măsurată" [1] de la $U_{i,s,m,e}$ (= 0) la $U_{i,s,m,e} + \Delta u_{i,s,m} = u_{i,s,m}$ (constantă în timp) (fig. 1). Corespunzător, tensiunea (diferenţa de potenţial) de electrod variază de la U_e la $U_e + \Delta u(t) = u(t)$, iar supratensiunea totală, adică tensiunea imprimată suplimentară [1,2] variază de la $U_{i,s,e}$ (= 0) la $U_{i,s,e} + \Delta u_{i,s}(t) = u_{i,s}(t)$. De asemenea, intensitatea curentului faradaic variază de la $I_{f,e}$(= 0) la $I_{f,e} + \Delta i_f(t) = i_f(t)$.

În figura 1 s-a reprezentat ca axă a ordonatelor „$-u_{i,s,m}$", datorită convenţiei prin care $u_{i,s}$ (deci şi $u_{i,s,m}$) şi i_f au semne opuse (spre exemplu, pentru procesul net catodic, $u_{i,s} < 0$ şi $i_f > 0$)[1, 3, 4].

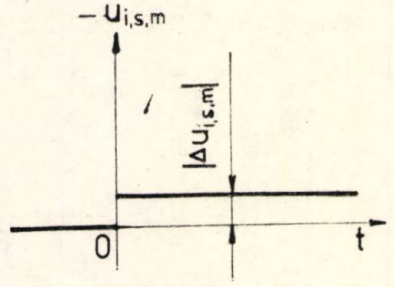


Fig. 1. Variaţia în trepte a tensiunii imprimate suplimentare „măsurată".

Relaţia dintre intensitatea curentului faradaic $i_f(t)$ şi tensiunea imprimată suplimentară $u_{i,s}(t)$, cînd etapa lentă de transport este difuzia, este de forma [3]:

$$i_f(t) = I_0\left(\frac{c_{Ox,s}(t)}{C_{Ox,v}} - \frac{c_{Red,s}(t)}{C_{Red,v}} - \frac{nFu_{i,s}(t)}{RT}\right), \quad (1)$$

unde I_0 este intensitatea curentului de schimb ($I_0 = J_0 A$, J_0 fiind densitatea curentului de schimb şi A — aria interfeţei electrod/electrolit); $c_{Ox,s}(t)$, $c_{Red,s}(t)$ — concentraţiile reactanţilor la interfaţa electrod/electrolit; $C_{Ox,v}$, $C_{Red,v}$ concentraţiile reactanţilor în faza de volum a electrolitului; n — numărul electronilor transferaţi în reacţia de electrod; F — numărul lui Faraday; R — constanta universală a gazelor; T — temperatura absolută.

La aplicarea treptei $\Delta u_m = \Delta u_{i,s,m}$, intensitatea curentului de încărcare a stratului dublu-electric (curent nefaradaic) variază de la $I_{C,e}$(=0) la $I_{C,e} + \Delta i_C(t) = i_C(t)$.

Intensitatea $i_C(t)$ este dată de relaţia:

$$i_C(t) = -C\frac{du(t)}{dt} = -C\frac{du_{i,s}(t)}{dt}, \quad (2)$$

unde C este capacitatea diferenţială a stratului dublu-electric, „în jurul echilibrului".

La momentul iniţial, $t = 0$,:

$$\Delta u(0) = \Delta u_{i,s}(0) = u_{i,s}(0) = 0. \quad (3)$$

La aplicarea treptei $\Delta u_m = \Delta u_{i,s,m}$ intensitatea curentului total variază de la I_e(= 0) la $I_e + \Delta i(t) = i(t)$.

Intensitatea curentului total $i(t)$ este dată de relaţia:

$$i(t) = i_f(t) + i_C(t). \quad (4)$$

Relaţia dintre tensiunea imprimată suplimentară $u_{i,s}(t)$ şi tensiunea imprimată suplimentară „măsurată" $u_{i,s,m}$ este de forma [1]:

$$-u_{i,s}(t) + R_0 i(t) = -u_{i,s,m}, \quad (5)$$

* *Mitrache, I.* — Universitatea Cluj-Napoca, Facultatea de Tehnologie Chimică.

unde R_0 este rezistența (ohmică) a electrodului de lucru și a electrolitului care se află între electrodul de lucru și capilara (proba) Luggin.

Din relațiile (1), (2), (4), și (5) se obține:

$$R_0 C \frac{di(t)}{dt} + \left(1 + R_0 I_0 \frac{nF}{RT}\right) i(t) =$$

$$= I_0 \left(\frac{c_{Ox,s}(t)}{C_{Ox,v}} - \frac{c_{Red,s}(t)}{C_{Red,v}} - \frac{nF}{RT} u_{i,s,m} \right). \quad (6)$$

La momentul inițial $t = 0$, din relația (5) rezultă:

$$- u_{i,s}(0) + R_0 i(0) = - u_{i,s,m}. \quad (7)$$

Din relațiile (3) și (7) se obține:

$$i(0) = - \frac{u_{i,s,m}}{R_0}. \quad (8)$$

Se consideră cazul electrodului de lucru cu suprafață plană în contact cu electrolitul (electrod „plan") și difuzia liniară nemărginită într-un singur sens (difuzie liniară „semiinfinită"). În acest caz ecuațiile care dau cea de a doua lege a lui Fick, corespunzătoare concentrațiilor reactanților sînt [3]:

$$D_{Ox} \frac{\partial^2 c_{Ox}(x, t)}{\partial x^2} = \frac{\partial c_{Ox}(x, t)}{\partial t}, \quad (9)$$

$$D_{Red} \frac{\partial^2 c_{Red}(x, t)}{\partial x^2} = \frac{\partial c_{Red}(x, t)}{\partial t}, \quad (10)$$

unde D_{Ox}, D_{Red} sînt coeficienții de difuzie ai reactanților;

x — distanța pînă la interfața electrod/electrolit. Condițiile inițială și la limită sînt [3]:

$$(c_{Ox}(x, t))_{t=0} = c_{Ox}(x, 0) = C_{Ox,v}, \quad (\forall) x \in [0, \infty), \quad (11)$$

$$(c_{Red}(x, t))_{t=0} = c_{Red}(x, 0) = C_{Red,v}, \quad (\forall) x \in [0, \infty), \quad (12)$$

$$\lim_{x \to \infty} c_{Ox}(x, t) = C_{Ox,v}, \quad (\forall) t \in [0, \infty), \quad (13)$$

$$\lim_{x \to \infty} c_{Red}(x, t) = C_{Red,v}, \quad (\forall) t \in [0, \infty), \quad (14)$$

$$i_f(t) = nF D_{Ox} A \left(\frac{\partial c_{Ox}(x, t)}{\partial x} \right)_{x=0}, \quad (\forall) t \in [0, \infty), \quad (15)$$

$$D_{Ox} \left(\frac{\partial c_{Ox}(x, t)}{\partial x} \right)_{x=0} + D_{Red} \left(\frac{\partial c_{Red}(x, t)}{\partial x} \right)_{x=0} = 0, \quad (\forall) t \in [0, \infty). \quad (16)$$

Este evident că:

$$c_{Ox,s}(t) = c_{Ox}(0, t) = (c_{Ox}(x, t)_{x=0}, \quad (17)$$

$$c_{Red,s}(t) = c_{Red}(0, t) = (c_{Red}(x, t)_{x=0}. \quad (18)$$

Folosind transformarea lui Laplace, corespunzătoare celor trei cazuri, după cum se arată în anexa pentru mărimile $i(t)$, $u_{i,s}(t)$, $i_C(t)$, $i_f(t)$, se obțin, ecuațiile:

$$1)\ i(t) = - \frac{u_{i,s,m}}{R_0} \left[\frac{a\alpha - a^2 - \beta}{(a-b)(c-a)} \exp(a^2 t) \cdot \right.$$

$$\cdot erfc(at^{1/2}) + \frac{b\alpha - b^2 - \beta}{(a-b)(b-c)} \exp(b^2 t)\, erfc(bt^{1/2}) +$$

$$\left. + \frac{c\alpha - c^2 - \beta}{(b-c)(c-a)} \exp(c^2 t) \cdot erfc(ct^{1/2}) \right], \quad (19)$$

$$u_{i,s}(t) = u_{i,s,m} + R_0 i(t) = u_{i,s,m} \left[1 - \right.$$

$$- \frac{a\alpha - a^2 - \beta}{(a-b)(c-a)} \exp(a^2 t) erfc(at^{1/2}) -$$

$$- \frac{b\alpha - b^2 - \beta}{(a-b)(b-c)} \exp(b^2 t)\, erfc(bt^{1/2}) -$$

$$\left. - \frac{c\alpha - c^2 - \beta}{(b-c)(c-a)} \exp(c^2 t) . erfc(ct^{1/2}) \right]; \; u_{i,s}(0) = 0, \quad (20)$$

verificîndu-se relația (3):

$$i_C(t) = - C \frac{du_{i,s}(t)}{dt} = - R_0 C \frac{di(t)}{dt} =$$

$$= - \frac{u_{i,s,m}}{R_0} \left[\frac{a(b+c)}{(a-b)(c-a)} \exp(a^2 t)\, erfc(at^{1/2}) + \right.$$

$$+ \frac{b(c+a)}{(a-b)(b-c)} \exp(b^2 t)\, erfc(bt^{1/2}) +$$

$$\left. + \frac{c(a+b)}{(c-a)(b-c)} \exp(c^2 t) \cdot erfc(ct^{1/2}) \right];$$

$$i_C(0) = - \frac{u_{i,s,m}}{R_0} = i(0), \quad (21)$$

rezultînd că $i_C(t)$ are salt în $t = 0$ și că saltul $i(0)$ este dat de saltul $i_C(0)$.

$$i_f(t) = i(t) - i_C(t) =$$

$$= \beta \frac{u_{i,s,m}}{R_0} \left[\frac{1}{(a-b)(c-a)} \exp(a^2 t) \cdot erfc(at^{1/2}) + \right.$$

$$+\frac{1}{(a-b)(b-c)}\exp(b^2t)\,erfc(bt^{1/2})+$$

$$+\frac{1}{(b-c)(c-a)}\exp(c^2t)\,erfc(ct^{1/2})\Big];\quad i_f(0)=0, \tag{22}$$

rezultînd că $i_f(t)$ nu are salt în $t=0$.

$$2)\quad i(t)=-\frac{u_{i,s,m}}{R_0(q-r)}\left\{2(r^2-r\alpha+\beta)\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2}+\right.$$

$$+\frac{\beta-2qr}{q-r}\,exp\,(q^2t)\,erfc\,(qt^{1/2})-\Big[2r(r^2-r\alpha+$$

$$\left.+\beta)t-\frac{q^2+r^2-\beta}{q-r}\right]\exp(r^2t)\,erfc(rt^{1/2})\Big\}, \tag{23}$$

$$u_{i,s}(t)=u_{i,s,m}\left\{1-\frac{1}{q-r}\left\{2(r^2-r\alpha+\right.\right.$$

$$+\beta)\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2}+\frac{\beta-2qr}{q-r}\exp(q^2t)\,erfc\,(qt^{1/2})-$$

$$-\left[2r(r^2-r\alpha+\beta)t-\frac{q^2+r^2-\beta}{q-r}\right]$$

$$\left.\left.\cdot\exp(r^2t)\,erfc\,(rt^{1/2})\right\}\right\};\quad u_{i,s}(0)=0. \tag{24}$$

$$i_C(t)=-\frac{u_{i,s,m}}{R_0(q-r)}\left\{-2r(q+r)\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2}-\right.$$

$$-\frac{2qr}{q-r}\exp(q^2t)\cdot erfc\,(qt^{1/2})+\Big[2r^2(q+r)t+$$

$$\left.+\frac{q^2+r^2}{q-r}\right]\exp(r^2t)\,erfc(rt^{1/2})\Big\};$$

$$i_C(0)=-\frac{u_{i,s,m}}{R_0}=i(0). \tag{25}$$

$$i_f(t)=-\frac{u_{i,s,m}}{R_0(q-r)}\left[2(r^2+qr+\beta)\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2}+\right.$$

$$+\frac{\beta}{q-r}\exp(q^2t)\,erfc\,(qt^{1/2})-\beta\left(2rt+\right.$$

$$\left.\left.+\frac{1}{q-r}\right)\exp(r^2t)\cdot erfc\,(rt^{1/2})\right];\quad i_f(0)=0. \tag{26}$$

$$3)\quad i(t)=-\frac{u_{i,s,m}}{R_0}\left[2k\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2}\left(-\frac{2}{3}k^2t+1\right)+\right.$$

$$\left.+\left(\frac{4}{3}k^4t^2-\frac{4}{3}k^2t+1\right)\exp(k^2t)\,erfc\,(kt^{1/2})\right], \tag{27}$$

$$u_{i,s}(t)=u_{i,s,m}\left[1-2k\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2}\left(-\frac{2}{3}k^2t+1\right)-\right.$$

$$\left.-\left(\frac{4}{3}k^4t^2-\frac{4}{3}k^2t+1\right)\exp(k^2t)\,erfc\,(kt^{1/2})\right];$$

$$u_{i,s}(0)=0. \tag{28}$$

$$i_C(t)=-\frac{u_{i,s,m}}{R_0}\left[2k\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2}(2k^2t+1)-\right.$$

$$\left.-(4k^4t^2+4k^2t-1)\exp(k^2t)\,erfc\,(kt^{1/2})\right];$$

$$i_C(0)=-\frac{u_{i,s,m}}{R_0}=i(0). \tag{29}$$

$$i_f(t)=\frac{8k^2u_{i,s,m}}{3R_0}t\left[2k\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2}-(2k^2t+\right.$$

$$\left.+1)\exp(k^2t)\,erfc\,(kt^{1/2})\right];\quad i_f(0)=0. \tag{30}$$

Vielstich şi Delehay [5] deduc o ecuaţie pentru intensitatea $i(t)$ (considerînd-o egală cu $i_f(t)$), neluînd în consideraţie curentul de încărcare a stratului dublu electric (influenţa capacităţii diferenţiale a stratului dublu electric)

ANEXĂ

Se introduc funcţiile:

$$\varphi_{Ox}(x,t)=\frac{c_{Ox}(x,t)-C_{Ox,v}}{C_{Ox,v}}, \tag{31}$$

$$\varphi_{Red}(x,t)=\frac{c_{Red}(x,t)-C_{Red,v}}{C_{Red,v}}. \tag{32}$$

Transformata Laplace a intensităţii $i(t)$ a curentului total este:

$$\bar{i}(p)=-\frac{u_{i,s,m}}{R_0}\,\frac{p+\alpha p^{1/2}+\beta}{p^{1/2}\left[p^{3/2}+\alpha p+\left(\beta+\frac{1}{R_0C}\right)p^{1/2}+\frac{\alpha}{R_0C}\right]}, \tag{33}$$

unde:

$$\alpha=\frac{I_0}{nFA}\left(\frac{1}{C_{Ox,v}D_{Ox}^{1/2}}+\frac{1}{C_{Red,v}D_{Red}^{1/2}}\right); \tag{34}$$

$$\beta=\frac{nF}{RT}\,\frac{I_0}{C}. \tag{35}$$

Din relaţiile (8) şi (33) se obţine :

$$p_i(p) - i(0) = \frac{u_{i,s,m}}{R_0^2 C} \frac{p^{1/2} + \alpha}{p^{3/2} + \alpha p + \left(\beta + \frac{1}{R_0 C}\right) p^{1/2} + \frac{\alpha}{R_0 C}}. \quad (36)$$

Cu substituţia $p^{1/2} = z$:

$$\frac{p + \alpha p^{1/2} + \beta}{p^{1/2}\left[p^{3/2} + \alpha p + \left(\beta + \frac{1}{R_0 C}\right) p^{1/2} + \frac{\alpha}{R_0 C}\right]} = \frac{z^2 + \alpha z + \beta}{z\left[z^3 + \alpha z^2 + \left(\beta + \frac{1}{R_0 C}\right) z + \frac{\alpha}{R_0 C}\right]} = \frac{P_2(z)}{z P_3(z)}, \quad (37)$$

cu $P_2(0) = \beta \neq 0$; $P_2(\varepsilon) = 0$, $P_2(-\alpha) = \beta \neq 0$,

$$\varepsilon + \alpha \neq 0, \quad P_3(\varepsilon) = \frac{1}{R_0 C}(\varepsilon + \alpha) \neq 0$$

şi :

$$\frac{p^{1/2} + \alpha}{p^{3/2} + \alpha p + \left(\beta + \frac{1}{R_0 C}\right) p^{1/2} + \frac{\alpha}{R_0 C}} = \frac{z + \alpha}{z^3 + \alpha z^2 + \left(\beta + \frac{1}{R_0 C}\right) z + \frac{\alpha}{R_0 C}} = \frac{P_1(z)}{P_3(z)}, \quad (38)$$

cu $P_3(-\alpha) = -\alpha\beta \neq 0$,

Se notează :

$$l = \frac{1}{3}\left[\frac{\alpha^2}{3} - \left(\beta + \frac{1}{R_0 C}\right)\right], \quad (39)$$

$$m = \frac{\alpha}{3}\left(\frac{\alpha^2}{9} + \frac{1}{R_0 C} - \frac{\beta}{2}\right). \quad (40)$$

Folosind (39) (şi (40) se formează :

$$m^2 - l^3 = \frac{1}{27}\left\{\alpha^2\left[\frac{1}{R_0 C}\left(\alpha^2 + \frac{2}{R_0 C}\right) - \beta\left(\frac{\beta}{4} + \frac{5}{R_0 C}\right)\right] + \left(\beta + \frac{1}{R_0 C}\right)^3\right\}. \quad (41)$$

Deoarece α, β, R_0, $C \in (0, \infty)$, rezultă l, m, $m^2 - l^3 \in (-\infty, \infty)$.

Se disting cazurile :

1) Ecuaţia $P_3(z) = 0$ are trei rădăcini simple (una reală şi două complexe conjugate, sau trei reale) :

$$z_1 = -a, \; z_2 = -b, \; z_3 = -c ; \; a + b + c = \alpha.$$

Dacă $m^2 - l^3 > 0$, ecuaţia $P_3(z) = 0$ are o rădăcină reală şi două complexe conjugate :

$$z_1 = \gamma + \delta - \frac{\alpha}{3},$$

$$z_2 = -\frac{1}{2}(\gamma + \delta) - \frac{\alpha}{3} + j \cdot \frac{1}{2}(\gamma - \delta)\sqrt{3},$$

$$z_3 = -\frac{1}{2}(\gamma + \delta) - \frac{\alpha}{3} - j \cdot \frac{1}{2}(\gamma - \delta)\sqrt{3},$$

unde :

$$\gamma = \sqrt[3]{-m + \sqrt{m^2 - l^3}} \text{ şi } \delta = \sqrt[3]{-m - \sqrt{m^2 - l^3}}.$$

Dacă $m^2 - l^3 < 0$, ecuaţia $P_3(z) = 0$ are trei rădăcini reale.

Ştiind că $\frac{1}{p^{1/2}} = \mathfrak{L}\left\{\frac{1}{(\pi t)^{1/2}}\right\}$ şi $\frac{1}{p^{1/2} + a} = \mathfrak{L}\left\{\frac{1}{(\pi t)^{1/2}} - a \exp(a^2 t)\, erfc(at^{1/2})\right\}$, funcţia-original corespondentă transformatei Laplace (33) este dată de relaţia (19), iar funcţia-original corespondentă transformatei Laplace (36) este :

$$f(t) = \frac{di(t)}{dt} = \frac{u_{i,s,m}}{R_0^2 C}\left[\frac{a(b + c)}{(a - b)(c - a)} \exp(a^2 t) \cdot erfc(at^{1/2}) + \frac{b(c + a)}{(a - b)(b - c)} \exp(b^2 t) erfc(bt^{1/2}) + \frac{c(a + b)}{(c - a)(b - c)} \exp(c^2 t) \operatorname{erfc}(ct^{1/2})\right]. \quad (42)$$

2) Dacă $m^2 - l^3 = 0, m \neq 0$, $(l \neq 0)$, ecuaţia $P_3(z) = 0$ are o rădăcină simplă (reală) şi o rădăcină dublă (reală) :

$$z_1 = -2\sqrt[3]{m} - \frac{\alpha}{3} = -q, \; z_2 = z_3 = \sqrt[3]{m} - \frac{\alpha}{3} = -r ; \; q + 2r = \alpha.$$

Deoarece : $\frac{1}{p^{1/2}(p^{1/2} + r)} = \mathfrak{L}\{\exp(r^2 t) \operatorname{erfc}(rt^{1/2})\}$,

și :

$$\frac{d}{dp}\left(\frac{1}{p^{1/2}+r}\right)=-\frac{1}{2p^{1/2}\,(p^{1/2}+r)^2}=$$

$$=\mathfrak{L}\left\{-\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2}+rt\,\exp(r^2t)\,erfc(rt^{1/2})\right\},$$

iar :

$$\frac{1}{(p^{1/2}+r)^2}=\frac{1}{p^{1/2}(p^{1/2}+r)}-\frac{r}{p^{1/2}(p^{1/2}+r)^2},$$

rezultă :

$$\frac{1}{(p^{1/2}+r)^2}=\mathfrak{L}\left\{-2r\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2}+(2r^2t+\right.$$

$$\left.+1)\exp(r^2t)\,erfc\,(rt^{1/2})\right\}. \qquad (43)$$

În acest caz, funcția-original corespondentă transformatei Laplace (33) este dată de relația (23), iar funcția-original corspondentă transformatei Laplace (36) este :

$$f(t)=\frac{di(t)}{dt}=\frac{u_{i,s,m}}{R_0^2C(q-r)}\left\{-2r(q+r)\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2}-\right.$$

$$-\frac{2qr}{q-r}\exp(q^2t)\,erfc)\,qt^{1/2})+\left[2r^2(q+r)t+\right.$$

$$\left.\left.+\frac{q^2+r^2}{q-r}\right]\cdot\exp(r^2t)\,erfc\,(rt^{1/2})\right\}. \qquad (44)$$

3) Dacă $m^2-l^3=0$, $m=0$, $(l=0)$, ecuația $P_3(z)=0$ are o rădăcină triplă (reală) :

$$z_1=z_2=z_3=-\frac{\alpha}{3}=-k\,;\ 3k=\alpha\,;$$

$$\beta=\frac{8}{3}\,k^2.$$

Deoarece $\dfrac{d}{dp}\left(\dfrac{1}{(p^{1/2}+k)^2}\right)=-\dfrac{1}{p^{1/2}(p^{1/2}+k)^3}=$

$$=\mathfrak{L}\left\{\frac{2k}{\pi^{1/2}}\,t^{3/2}-t(2k^2t+1)\exp(k^2t)\,erfc\,(kt^{1/2})\right\},$$

iar :

$$\frac{1}{(p^{1/2}+k)^3}=\frac{1}{p^{1/2}(p^{1/2}+k)^2}-\frac{k}{p^{1/2}(p^{1/2}+k)^3},$$

rezultă :

$$\frac{1}{(p^{1/2}+k)^3}=\mathfrak{L}\left\{2\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2}(k^2t+1)-kt(2k^2t+\right.$$

$$\left.+3)\exp(k^2t)\cdot erfc\,(kt^{1/2})\right\}. \qquad (45)$$

În acest caz, funcția-original corespondentă transformatei Laplace (33) este dată de relația (27), iar funcția-original corespondentă transformatei Laplace (36) este :

$$f(t)=\frac{di(t)}{dt}=\frac{u_{i\,s,m}}{R_0^2C}\left[2k\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2}(2k^2t+1)-\right.$$

$$\left.-(4k^4t^2+4k^2t-1)\exp(k^2t)\,erfc\,(kt^{1/2})\right]. \qquad (46)$$

Relațiile (42), (44), (46), se mai obțin, respectiv, din relațiile (19), (23), (27), prin derivare. Invers, deoarece $i(t)=i(0)+\int_0^t f(\tau)\,d\tau)$, relațiile (19), (23), (27), se mai obțin folosind, respectiv, (42), (44), (46).

Intensitatea curentului total $i(t)$ se oscilografiază (fig. 2).

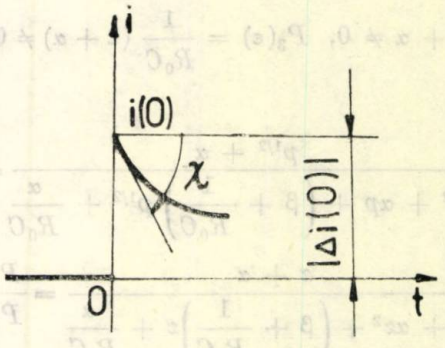


Fig. 2. Curba $i-t$ obținută prin oscilografiere.

Din oricare dintre relațiile (19), (23), (27), pentru $t=0$, se obține :

$$R_0=-\frac{u_{i,s,m}}{i(0)}=-\frac{\Delta u_{i,s,m}}{\Delta i(0)}=-\frac{\Delta u_m}{\Delta i(0)}=$$

$$=\frac{|\Delta u_{i,s,m}|}{|\Delta i(0)|}=\frac{|\Delta u_m|}{|\Delta i(o)|}, \qquad (47)$$

relație ce rezultă și, direct, din (8).

În relația (47) mărimile $\Delta u_{i,s,m}(=\Delta u_m)$ și $\Delta i(0)$ au, evident, semne opuse [în exemplul din figurile 1 și 2, $\Delta u_{i,s,m}<0,(-\Delta u_{i,s,m}>0)$, și $\Delta i(o)>0$].

Rezistența (ohmică) R_0 se calculează cu relația (47) ; se cunoaște treapta aplicată de modul $|\Delta u_{i,s,m}|(=|\Delta u_m|)$ (fig. 1), iar $|\Delta i(0)|$ se determină din oscilograma $i-t$ (fig. 2).

Din oricare dintre relaţiile (42), (44), (46), pentru $t \searrow 0$, se obţine:

$$C = \frac{u_{i,s,m}}{R_0^2 \left(\frac{di(t)}{dt}\right)_{\substack{t\to 0\\ t>0}}} = \frac{\Delta u_{i,s,m}}{R_0^2 \left(\frac{di(t)}{dt}\right)_{\substack{t\to 0\\ t>0}}} =$$

$$= \frac{\Delta u_m}{R_0^2 \left(\frac{di(t)}{dt}\right)_{\substack{t\to 0\\ t>0}}} = \frac{|\Delta u_{i,s,m}|}{R_0^2 \left|\left(\frac{di(t)}{dt}\right)_{\substack{t\to 0\\ t>0}}\right|} =$$

$$= \frac{|\Delta u_m|}{R_0^2 \left|\left(\frac{di(t)}{dt}\right)_{\substack{t\to 0\\ t>0}}\right|}. \qquad (48)$$

În relaţia (48) mărimile $\Delta u_{i,s,m} (= \Delta u_m)$ şi $\left(\frac{di(t)}{dt}\right)_{\substack{t\to 0\\ t>0}}$ au, evident, acelaşi semn [în exemplul din figurile 1 şi 2, $\Delta u_{i,s,m} < 0$ şi $\left(\frac{di(t)}{dt}\right)_{\substack{t\to 0\\ t>0}} \triangleq \operatorname{tg}\chi < 0, \left(\chi < 0, |\chi| < \frac{\pi}{2}\right)$].

Capacitatea diferenţială C a stratului dublu-electric, „în jurul echilibrului", se calculează cu relaţia (48); $\left|\left(\frac{di(t)}{dt}\right)_{\substack{t\to 0\\ t>0}}\right|$ se determină din oscilograma $i - t$ (fig. 2).

Relaţia (48) este de aceeaşi formă cu cea dedusă în cazul neglijării efectului difuziei nestaţionare (pentru momente foarte mici)[1].

Autorul mulţumeşte referentului prof. dr. doc. ing. A. Ţugulea pentru discuţiile utile avute cu privire la lucrare.

Bibliografie

[1] *Mitrache, I., E. E. A.-Electrotehnica*, **32**, 175 (1984).

[2] *Mitrache, I., E. E. A.-Electrotehnica*, **31**, 63 (1983)

[3] *Delahay, P., Tobias, C. W.* (Editors), „Advances in Electrochemistry and Electrochemical Engineering", Vol. 1, Interscience, New York, London, 1961.

[4] *Oniciu, L., Agachi, Ş., Boboş, L., Mitrache, I., Schmidt, E., Soo, A., Suciu, E., Topan, V.* Conversia electrochimică a energiei, Editura ştiinţifică şi enciclopedică, Bucureşti. 1977.

[5] *Vielstich, W., Delahay, P., J. Am. Chem. Soc.*, **79**, 1874 (1957).

Cronică

Robotron la Tîrgul de primăvară de la Leipzig 1987

Tîrgul de primăvară de la Leipzig, care s-a desfăşurat în perioada 15—21 martie 1987 a prilejuit Combinatului Robotron o nouă ocazie de a expune o gamă bogată de aparate şi soluţii de aplicabilitate a acestora.

Pentru prima oară a fost prezent, în Hala 15, un stand cuprinzînd o bogată paletă de sisteme CAD/CAM. În acelaşi timp un alt stand a prezentat produse şi soluţii logiciele în comunicaţiile de birou şi de date.

În cadrul expoziţiei Combinatului Robotron un loc însemnat l-a avut „Tehnica electronică de măsură şi control".

Comanda şi urmărirea proceselor de producţie, controlul valorilor-limită prescrise, garantarea protecţiei mediului, controlul calităţii, diagnosticarea tehnică, ştiinţa şi cercetarea necesită aparate de măsură şi control precise şi fiabile, cu o mare supleţe de utilizare.

Gama de produse propuse de Combinatul Robotron în domeniul tehnicii electronice de măsură şi control este orientată pe următoarele obiective :

— automatizarea măsurării şi controlului ;
— localizarea defectelor la nivelul cablurilor şi al conexiunilor ;
— tehnica măsurării zgomotului şi vibraţiilor ;
— tehnica măsurării forţei de precizie ;

complete ce reflectă exigenţele tehnicii electronice de măsură moderne.

În domeniul automatizării măsurării şi controlului este de menţionat **testerul de cartele imprimate P9040** (figura 1). Acesta funcţionează pe principiul testelor in-circuit.

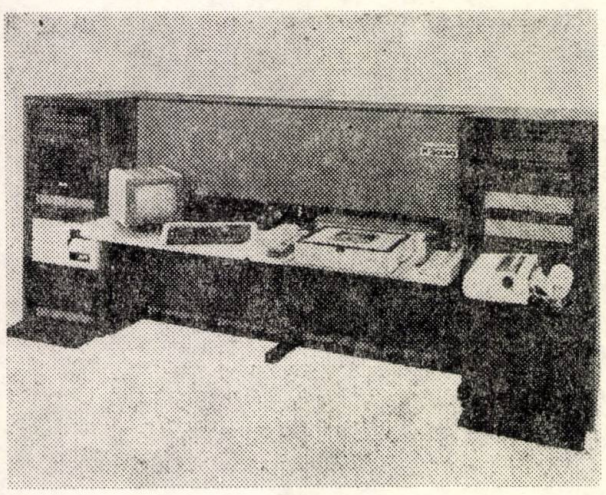


Fig. 1

Defectele apărute pe carterele circuitelor imprimate sînt determinate imediat, numai datorită testelor complexe. Un element de măsurare numerică, ca şi un ordinator de 16 bit cu o memorie pe disc (2 × 30 MByt), care iese din memoria de fond, permit efectuarea altor aplicaţii în concordanţă cu testul in-circuit.

Testerele de cartele imprimate au următoarele proprietăţi :

— reducerea timpului de depistare a erorilor de ordinul a 1/10 la nivelul controlului funcţionării anexe ;
— îmbunătăţirea calităţii produselor controlate, prin depistarea erorilor ascunse (proporţia de recuperare a erorilor este de 95%) ;
— reducerea timpului de formare a programului de măsurare la mai puţin de 1/10, în raport cu un automat de teste de funcţii.

Automatul de control PRL 01, pentru cartele imprimate brute, este un tester prevăzut pentru punerea în funcţiune a centrelor de producere a cartelelor imprimate. El implică, în raport cu controlul de vizualizare în vigoare pînă în prezent, o economie substanţială de timp, o comunicare foarte exactă a erorilor şi o reducere a concentrării fizice la care este supus controlerul îndeosebi în ceea ce priveşte cartelele imprimate cu un grad mare de dificultate.

Intrarea valorilor teoretice este efectuată fie cu ajutorul unei cartele imprimate de tipul celei de erori, fie prin intermediul unei casete de bandă magnetică. Pentru acest din urmă caz utilizatorul are posibilitatea proiectării pe cartelă imprimată, pe planşeta de desen, a datelor utile determinării valorilor teoretice.

Este posibilă o adaptare economică, în caz similar, datorită unei conversii progresive a automatului de control pentru diferite dimensiuni ale cartelei imprimate între 215 × 170 mm² şi 500 × 320 mm².

Pentru domeniul tehnicii de localizare a erorilor Combinatul Robotron a expus în Hala 18 două **vehicule-laborator : M4603, 10 (Robur)** — figura 2, şi **M460, 10 (Barkas)**.

Aparatul pentru localizarea erorilor M4005 funcţionează prin procedeul reflectării impulsurilor şi permite o inserţie reuşită a tuturor erorilor survenite în practică. Aparatul este comandat printr-un microcalculator, posedă comandă de la un pupitru care garantează o funcţionare uşoară, ca şi timpi de măsură deosebit de mici.

Sistemul de aparate-laborator, ca şi dispozitivele de supraveghere industrială fixate aparţin tehnicii de măsură a zgomotului şi vibraţiei, elaborată de Robotron ; ele sînt completate cu un **aparat de sesizat vibraţii umane M 1300** şi cu un **aparat de diagnosticare a vibraţiilor M 1302**. Aparatul de sesizat vibraţiile umane

este portabil, avînd destinația de a măsura vibrațiile la care este expus omul la locul de muncă, în vehicule, ca și pe șantiere. Aceste vibrații au efecte nefavorabile asupra sănătății

Fig. 2

umane. În multe state există reglementări legale privind gradul de vibrații la care poate fi expus omul. Aceste prescripții sînt făcute pentru a preveni o mare frecvență de accidente care ar prejudicia sănătatea omului și scăderea productivității sale.

Respectarea unor asemenea valori-limită se poate realiza folosind aparatul M 1300, cu un înalt grad de precizie. Filtrele pentru evaluarea vibrațiilor încorporate, permit măsurarea standardizată, precisă, efectuată asupra integrării vibrațiilor în toate părțile corpului uman.

Pe lîngă diagnosticarea vibrațiilor la om, la mașini și echipamente este necesară înregistrarea de valori privind supravegherea și controlul lor. În acest scop Robotron, propune un nou aparat portabil destinat controlului și măsurării curente a vibrațiilor mecanice, utilizabil chiar în condiții industriale grele. Punerea în funcțiune a acestui tip de aparat împiedică avariile și permite evaluarea daunelor provocate de rulmenți și de supapele de reglare, cu ajutorul unui nou procedeu de diagnosticare.

Diagnosticarea valorilor înregistrate cu aparatul de diagnosticare a vibrațiilor M 1302 oferă importante avantaje economice în raport cu procedeul de întreținere ciclică curentă. Aparatul funcționează cu captatoare de accelerație piezoelectrice și un calculator intern. Electronica permite memorarea a circa 100 puncte de măsură (valori efective și valori maxime). Dispozitivele dinamometrice electronice sînt necesare într-o proporție foarte mare pentru comanda transportului de materiale în procesele industriale, pentru măsurarea mărimilor mecanice în industrie și laboratoare.

* * *

Tehnică de imprimare performantă

Combinatul VEB Robotron a realizat importante perfecționări tehnice în programul său de imprimare.

Imprimantele prin puncte, imprimantele cu roată de imprimare și termoimprimantele oferă programe adaptate la nevoi de utilizare foarte variate și coordonate în ceea ce privește notația caracterelor, viteza de imprimare, gama de imprimare, tehnica de formulare și capacitatea grafică.

Imprimantele prin puncte Robotron K 6313 și K 6314 sînt produse de vîrf din seria Robotron —K6310. 100 de caractere, imprimate ieșire calculator și NLQ; 6 corpuri de caractere, caractere ASCII, ca și 9 jocuri de caractere internaționale, cilindri cu fricțiune și antrenare prin înțepare, sînt caracteristici superioare ale acestor echipamente cu performanțe elevate.

Comutatorul DIL, ca și elementele noi de comandă care se găsesc sub claviatură sînt ușor accesibile și simplifică nu numai reglajul joncțiunilor și schimbările de caractere, ci și diferite funcțiuni ale imprimării (de exemplu: Auto LF și Auto CR). Datorită acestei soluții noi reglajul care era necesar pînă în prezent la nivelul joncțiunilor V 24 pe caseta Interface, ca și separarea imprimantei sau calculatorului nu mai sînt obligatorii.

Microprogramul, în unitate cu interface paralele sau serie (casete interface cu afișaj), permite branșarea imprimantei pe microcalculatoarele fabricate de constructori renumiți.

Prin cele opt casete de rastere cu puncte programabile (ceea ce reprezintă aproximativ 1920 de puncte pe linia de imprimare), imprimantele sînt capabile să reprezinte o grafică de înaltă rezoluție.

Versiunea —K6314 se deosebește de imprimanta prin puncte K 6313 printr-o gamă largă de linii foarte importante.

Imprimanta Robotron K 6314, care aparține imprimantelor prin puncte din seria —K6310 dispune de o tehnică specifică de formulare și își găsește utilizarea la:

— terminale de ghișee pentru bilete de transport;

— terminale pentru adnotarea formularelor;

— sisteme pentru rezervarea de locuri și pentru tiraje corespunzătoare pe imprimante.

Tehnica de formulare permite prelucrarea celor mai mici documente datorită unui sistem de decupare încorporat.

Cea mai nouă gamă de fabricație a imprimantelor prin puncte — **Robotron 6320** este cea mai interesantă. Această gamă cuprinde o serie de modele de imprimante cu performanțe elevate, într-un domeniu de viteze de pînă la

165 caractere/s. Fiind imprimante multiuzaj ele pot fi introduse în toate locurile unde datele trebuie imprimate rapid, prezentînd peste tot înalte calităţi de imprimare. Grafica de imagini, trasările de curbe, grafica CRT, 6 casete de caractere, caractere ASCII, ca şi 8 jocuri de caractere internaţionale, dimensiunile hîrtiei de 250 sau 420 mm, sînt caracteristicile importante ale acestor imprimante. Principiile de interface corespund celor din gama de fabricaţie a imprimantelor K 6310.

* * *

Robot industrial PHM 50 cu programare liberă

Acest robot reprezintă una din noile realizări ale Combinatului Robotron (fig. 3).

Robotul este prevăzut pentru a executa lucrări de montaj în construcţia de aparate de precizie şi în construcţiile electronice. PHM 50

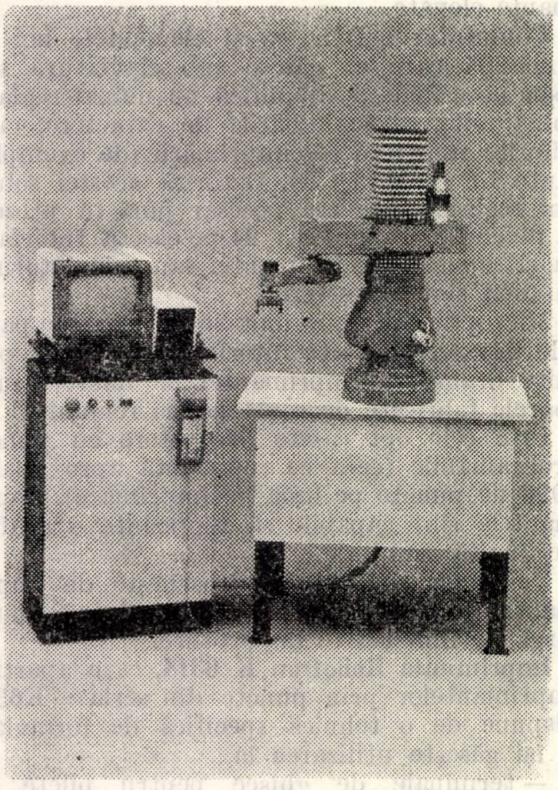


Fig. 3

permite automatizarea operaţiilor de inserţie, în stadiul de prefabricate, a montajului şi controlului, ceea ce facilitează comanda unui număr mare de puncte.

Avantajul principal al robotului constă în aceea că, datorită posibilităţilor sale de a se adapta rapid, acesta poate fi utilizat şi la loturi de lucrări inferioare.

Echipat cu diferite cartele imprimate, PHM 50 poate fi cuplat şi la alţi roboţi industriali, la care poate fi cuplat direct prin calculatoare industriale. Noul echipament prelucrează informaţiile detectate sub formă binară şi numerică, ca şi informaţiile dintr-o casetă de memorie CCD, de forma comandată de robotul industrial, putînd fi realizată datorită semnalelor pornire.

Variantele de prindere propuse sînt :

— prinderea cu trei degete ;
— prindere liniară (ridicare : 2—3 mm) ;
— prindere liniară (ridicare : 12—15 mm) ;
— prindere magnetică.

Principii de acţionare a robotului PHM—50

— Robot cu articulaţie plană (grad de libertate 1 : ridicarea următoare pe axa z ; grad de libertate 2 la 4 : ridicare în rotaţie).

— Propulsie electromotrice, graţie unui motor pas cu pas.

— Comanda pneumatică sau electromagnetică a prinderii.

— Programarea poziţiilor : indirectă şi directă.

— Programarea derulării programului într-un limbaj specific utilizat pentru roboţi, pe baza FORTH.

— Ghidarea a două unităţi suplimentare prin comandă (de exemplu : masă circulară, masă X—Y etc.).

Parametrii tehnici ai PHM—50

- Greutatea de manipulare : maximum 1,5 kg.
- Precizia de repetiţie : ±0,05 mm.
- Durata medie a unui ciclu de manipulare : 4,5 s.
- Spaţiul de acţionare : maximum 600 mm.
- Rotaţia coloanelor : 340°.
- Ridicarea coloanelor : maximum 300 mm.

* * *

Logiciele Robotron

VEB Combinat Robotron, împreună cu Unitatea sa de consiliu în informatică, dispune de o gamă variată de produse logiciele, sub formă de sisteme-logiciele, logiciele-standard şi logiciele profesionale. În completarea sistemelor de exploatare pentru instalaţiile informaţionale utilizînd programul ESER, nu numai sistemul de exploatare SCP, ci şi programul MUTOS stau la dispoziţia utilizatorului care, posedă un calculator personal de 8 sau 16 bit. Aceste sisteme de exploatare sînt compatibile cu sisteme internaţionale.

În centrul logicielului-standard se află compilatoarele pentru limbajele superioare programate, care corespund normelor internaţionale şi care participă la programarea sistemelor şi a soluţiilor tehnico-ştiinţifice. De asemenea, sînt create condiţiile care permit atingerea

compatibilității, la nivelul langajului și, de asemenea o transmisibilitate a logicielilor la diferite calculatoare.

* * *

Sistem de cercetare a informațiilor AIDOS

AIDOS este un sistem performant de cercetare a informațiilor, care corespunde exigențelor crescînde impuse de tehnica anilor '80. AIDOS introduce în memorie, modifică, regăsește, prelucrează și scoate informațiile care se prezintă sub formă de documente și de fapte. Aceste informații pot fi, de exemplu, sub formă de sinteze de cărți, articole, rapoarte de cercetare-sau de informații personale, de statistici, informații asupra comenzilor, datelor privind produsele etc. AIDOS oferă numeroase funcțiuni pentru crearea și întreținerea bazelor de date, ca și pentru regăsirea și ieșirea documentelor și faptelor în dialog-ecran.

AIDOS nu impune beneficiarului cunoștințe în domeniul programării. Datorită abordării recomandate în modul de utilizare, folosirea AIDOS devine posibilă într-o scurtă perioadă de adaptare la sistem.

AIDOS nu este limitat la aplicabilitate strictă, legată de profesiuni. Implementarea sa este posibilă în toate domeniile în cadrul cărora textele și informațiile specializate pot fi reprezentate prin semne caracteristice, stocabile în memorie, care pot fi în mod necesar regăsite prin intermediul unor anumite caracteristici. AIDOS funcționează pe baza datelor înmagazinate, inclusiv împreună cu unele texte definite.

AIDOS își găsește o aplicație interesantă, spre exemplu, în gestiunea și exploatarea următoarelor date :

— parametri relativi la mașini și produse ;
— articole din cărți și ziare ;
— legi și decrete ;
— suporți audiovizuali ;
— rapoarte de cercetare-dezvoltare ;
— date personale.

AIDOS este livrabil în următoarele variante :

• **AIDOS/VS** pentru calculatoare cu memorie virtuală cum sînt, de exemplu : robotron EC 1055 M, robotron EC 1057.

• **AIDOS/M 8** — ca sistem-utilizator unic pentru calculatoare personale de 8 bit, cum este robotron 1715. AIDOS funcționează comandat de sisteme de exploatare SCP sau de sistemul de exploatare compatibile.

• **AIDOS/M 16** — ca sistem-utilizator unic pentru microcalculatoare de 16 bit, de exemplu, calculatorul A 7100 pentru posturi de lucru. AIDOS/M 16 funcționează comandat de sistemul de exploatare SCP 1700 sau de sisteme de exploatare compatibile.

• **AIDOS/M 8** și **AIDOS/M 16**, completat cu sistemul autonom de căutare a informațiilor, poate fi utilizat ca :

— sistem de introducere a datelor cu controlul formei și conținutului ;
— sistem de prelucrare a datelor pentru rezultatele cercetării de la sistemul de cercetare a informațiilor AIDOS/VS.

Acest sistem de cercetare a informațiilor este utilizat în peste o sută de aplicații, printre altele și în R.S.R. la Institutul Central pentru Conducere și Informatică din București.

G. Andrei

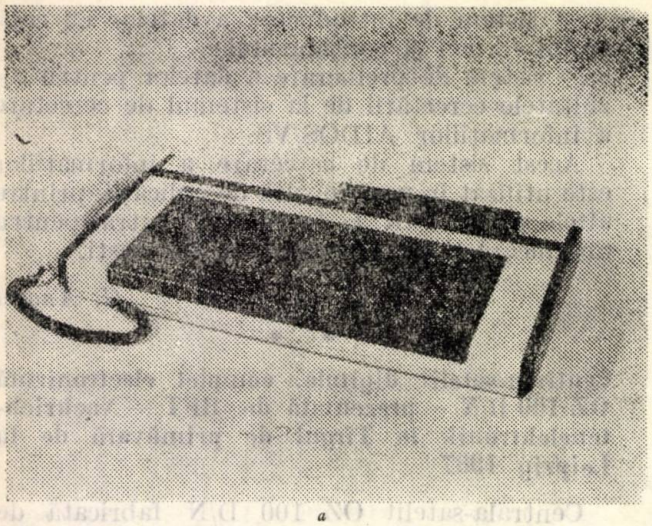
* * *

Centrala-satelit digitală, complet electronizată OZ 100 D/N — prezentată de RFT — Nachrichtenelektronik la Tîrgul de primăvară de la Leipzig 1987

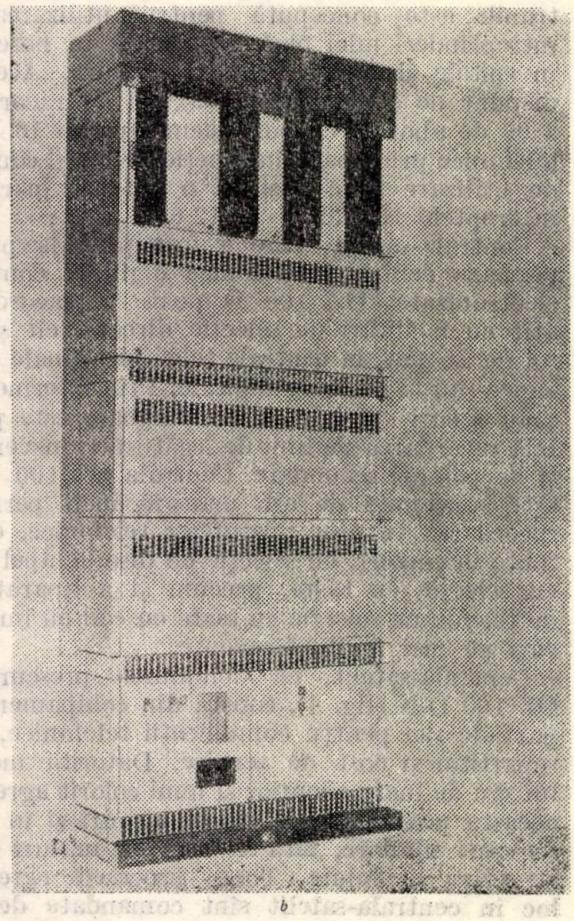
Centrala-satelit OZ 100 D/N fabricată de combinatul VEB Kombinat Nachrichtenelektronik este concepută pentru utilizarea în întreprinderi mici pînă la mijlocii, în hoteluri, în spitale și în alte unități similare. Aceasta dispune de o capacitate maximă de racordare a 96 de abonați cu post secundar și a 16 linii telefonice principale, în funcție de cazul concret de utilizare fiind posibilă o extensie parțială în treptele H 8/32 și H 12/64.

Centrala-satelit, care a fost pusă la punct pe baza centralei telefonice digitale, complet electronizată, OZ 100 D poate fi racordată, atît cu facilități de selecție directă, cît și cu rol de abonat, la centrale telefonice finale analogice sau la centrale digitale. Prin intermediul unor seturi speciale de conductoare este posibilă racordarea de linii de legătură transversale și de posturi secundare. Centrala OZ 100 D/N este concepută de așa manieră încît permite racordarea tuturor aparatelor telefonice, existente în comerț, cu selecție cu disc de apel sau cu selecție cu taste, precum și a aparatelor de telefon cu selecție cu taste cu cod cu impulsuri pe mai multe frecvențe.

Centrala-satelit, cu denumirea prescurtată OZ 100 D/N (fig. 4), constă din echipamentele parțiale rac pentru comunicații telefonice, rac repartitor și post de servire. Datorită modului său de lucru silențios și unui colorit agreabil aceasta poate fi instalată în birouri și în alte încăperi similare, fără să necesite măsuri constructive deosebite. Toate procesele care au loc în centrala-satelit sînt comandate de un microcalculator dispus în racul pentru comunicații telefonice. Acest microcalculator este legat cu calculatorul single chip, dispus la postul de servire, prin intermediul unei interfețe de date. Procesul telefonic în interiorul centralei are loc prin intermediul bus-urilor PCM. Cu ajutorul acestui principiu telefonic pot fi stabilite simultan maximum 15 legături interne sau maximum 16 legături externe. Adaptarea raporturilor de legături interne și externe între ele este efectuată, în funcție



a



b

de cererile de legături telefonice, de către calculatorul centralei OZ 100 D/N.

Racul de distribuție separat este dotat cu repartitor de legătură și cu repartitor separator, executate în tehnologie de fixare cu fante, pentru racordarea și manevrarea liniilor de abonat și a liniilor principale. Pentru racordarea centralei-satelit la rețeaua publică de curent electric, în racul de distribuție este montat un adaptor de rețea care este conceput pentru tensiuni ale rețelei de 110, 127, 220 și 240 V. Adaptorul de rețea servește, de asemenea, la încărcarea bateriilor racordabile în regim de funcționare în paralel. Centrala poate fi de asemenea alimentată cu o tensiune continuă lipsită de întreruperi, cuprinsă între 42 V și 72 V.

Postul de servire reprezintă o variantă, cu instalare pe masă, deosebit de indicată pentru utilizarea în birou, cu un design plăcut, care poate fi amplasată la o distanță de pînă la 150 m față de racul pentru comunicații telefonice. Acesta asigură un spectru vast de comunicații între personalul de servire și postul secundar. În funcție de alegerea convertizoarelor de centrală, toate convorbirile, respectiv toate convorbirile care sosesc sau numai convorbirile sosite întrerupte sînt mediate prin intermediul postului de servire. Comanda funcțiunilor de servire este efectuată de un calculator single-chip alimentat cu curent de la racul pentru comunicații telefonice prin intermediul unui cablu. Utilizarea microcalculatorului permite o serie de posibilități de afișare și deservire neobișnuite pînă acum în posturile de servire de astfel de dimensiuni, care conduc la o ameliorare evidentă a comunicațiilor. Pentru folosirea în condiții de vizibilitate bune a tuturor caracteristicilor funcționale, prezentate de instalație, se utilizează o tastatură alcătuită din taste de selecție, taste pentru stabilirea de comunicații telefonice și taste de serviciu. Cu ajutorul unui cîmp luminiscent, cu mai multe culori, poate fi semnalizată starea tuturor liniilor telefonice principale, secundare, transversale și de posturi secundare. În felul acesta se poate constata la prima vedere dacă legătura dorită este realizabilă. Un cîmp de afișare alfanumerică, cu 16 cifre, indică, în stare de repaos, timpul curent. Acționînd tasta de preluare a apelului, telefonista află, prin afișarea unui text, de unde vine apelul. În felul acesta se elimită întrebările altfel necesare. Per total, circa 50 de variante de text furnizează informații cu privire la activitățile care se desfășoară la postul de servire.

În afară de memoria centrală pentru numere de abonați mai există încă o memorie de lucru în care telefonista poate stoca alte numere de telefon — cu maximum 16 cifre — pe care le poate emite cu o apăsare pe tastă. În ceea ce privește funcțiunile sale de bază postul de servire este adecvat și pentru servirea de către orbi.

Pe latura de software, în centrala satelit OZ 100 D/N sînt realizate circa 50 de caracteristici funcționale care se împart la rîndul lor în dotări standard și dotări suplimentare. Printre dotările suplimentare se înscriu, de exemplu, apelarea la termen prestabilit, rechemarea automată, sondarea, montajul de conferință, transferarea apelului, protecția apelului.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA“ (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice, apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) București. Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export — import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001 — Telex 01.12.26

Tiparul :
Întreprinderea Poligrafică „Informația“
București, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 1295

1987 DEC 1 0

E 2040/1

04

ETE

R 1987 OKT 13 Referálva

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 35 • NR. 6 • AUGUST 1987

ELCTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 35 Nr. 6 august 1987

ELECTROTEHNICA

C U P R I N S

CZ 621.316.52

PROIECTARE ASISTATĂ DE CALCULATOR
VIBRATOARE ELECTRODINAMICE

Darie, S. ş.a. : **Proiectarea asistată de calculator a vibratoarelor electrodinamice cu magnet permanent.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 6, aug 1987, p. 205

Se expune metodologia de proiectare a vibratoarelor electrodinamice cu magnet permanent, verificată pe vibratoarele aplicabile la instalaţiile VIBROTESTER—VT—1 ; se prezintă desfăşurarea calculului, algoritmul şi schema logică a programului de calcul.

CZ 621.316.543 : 621.365 2/9

INVERTOARE MONOFAZATE
INSTALAŢII ELECTROTERMICE INDUCTIVE

Chindriş, M. : **Determinarea timpului de polarizare inversă a tiristoarelor la invertoarele monofazate pentru alimentarea instalaţiilor electrotermice inductive.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 6, aug 1987, p. 210

Lucrarea prezintă caracteristicile timpului de polarizare inversă ca auxiliar preţios în calculele de dimensionare a unui tiristor monofazat cu compensare paralel a sarcinii, pentru încălzirea prin inducţie.

CZ 678.763 : 541.13

POLIMERI ELECTROIZOLANŢI
CLASIFICARE POLIMERI

Nicola, Gr. : **Contribuţii la clasificarea polimerilor electroizolanţi.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 6, aug 1987, p. 213

Se prezintă clasificarea polimerilor electroizolanţi după criteriile structurii chimice, domeniului de utilizare, indicelui de temperatură etc., ca şi proprietăţile fiecărui tip de izolant electric, respectiv polimer, cît şi încadrarea polimerului sau a izolantului electric în diferite clase de izolaţie, indiferent de criteriul de clasificare.

CZ 621.3.043 : 621.315.3

LEVITAŢIE MAGNETICĂ
STATOR-ARC
MAŞINI SINCRONE

Deleşega, I. : **Încercări pe model experimental pentru criotransmisia electrodinamică.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 6, aug 1987, p. 220

Lucrarea expune rezultatele unor măsurători pe modelul experimental ale unui nou sistem de levitaţie — tracţiune — ghidare electromagnetică. Sînt arătate caracteristicile sistemului considerat ca maşină sincronă, caracteristicile care privesc interacţiunea cu calea de levitaţie şi influenţa unui ecran electrodinamic liber rotativ.

CZ 654.9 : 621.396.62

DETECTOR DE CEAŢĂ DE ULEI
SISTEM DE SEMNALIZARE

Creţu, E. V. : **Detector de ceaţă de ulei — sistem de semnalizare.**

E.E.A. — **Electrotehnica** 35, nr. 6, aug 1987, p. 228

Se prezintă un sistem original de semnalizare a funcţionării supapei rotative distribuitoare pentru detectorul de ceaţă de ulei DCU—1. În lucrare se stabileşte metodica de calcul al sistemului, prezentîndu-se apoi concluziile rezultate din experimentarea sistemului pe detectorul de ceaţă de ulei.

CZ 538.552

ANALIZA CIRCUITELOR
FUNCŢII SPLINE

Todoran, Gh., Todoran, M. : **Analiza circuitelor printr-o metodă spline cubică.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 6, aug 1987, p. 236

Se prezintă metoda funcţiilor spline ca instrument matematic în analiza circuitelor electrice sau electronice. Avantajul metodei este că evidenţiază comportarea de ansamblu a circuitului într-o manieră globală pe fiecare subinterval şi nu în maniera punct cu punct.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. ing. C. APETREI ; dr. ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing M. HĂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREI

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.316.52

ПРОЕКТИРОВНАИЕ АССИСТИРОВАННОЕ ЭВМ
ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ ВИБРАТОРЫ

Дарие, С. и другие: **Проектирование ассистированное ЭВМ электродинамических вибраторов с постоянным магнитом.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35**, № 6, август 1987 г., стр. 205

Представляется методология проектирования электродинамических вибраторов с постоянным магнитом, проверяемая по вибраторам, применяемые на установках VIBROTESTER-VT-1. Даются ход расчёта, алгоритм и логическая схема вычислительной программы.

УДК 621.316.543: 621.365.2/9

ОДНОФАЗНЫЕ ИНВЕРТЕРЫ
ЭЛЕКТРОТЕРМИЧЕСКИЕ ИНДУКТИВНЫЕ УСТАНОВКИ

Киндриш, М.: **Определение времени обратной поляризации тиристоров однофазных инвертеров для питания электротермических индуктивных установок.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35**, № 6, август 1987 г., стр. 210

В работе представляются характеристики времени обратной поляризации как ценный вспомогательный способ в расчётах определения размеров однофазного тиристора с параллельной компенсацией нагрузки для индукционного нагрева.

УДК 678.763: 541.13

ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННЫЕ ПОЛИМЕРЫ
КЛАССИФИКАЦУЯ ПОЛИМЕРОВ

Никола. Гр.: **Вклад в классификации электройзоляционных полимеров**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35**, № 6, август 1987 г., стр. 213

Представляется классификация электроизоляционных полимеров по критериям химической структуры, области применения, коефициента температуры и т.д., а также свойства каждого типа электроизоляционного материала, полимера соответственно, включение полимера или электроизоляционного материала в разные классы изоляции независимо от критерия классификации.

УДК 621.3.043: 621.313.3

МАГНИТНАЯ ЛЕВИТАЦИЯ
СТАТОР — ДУГА
СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

Делешега, И.: **Испытания на экспериментальной модели электродинамической криопередачи.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35**, № 6, август 1987 г., стр. 220

Работа представляет результаты измерений на экспериментальной модели новой системы левитации — тяги — электромагнитного слежения. Даются характеристики системы, рассмотренной как синхронная машина, характеристики касательно взаимодействия с путём левитации и влияния электродинамического свободного вращательного экрана.

УДК 654.9: 621.396.62

ДЕТЕКТОР МАСЛЯННОГО ТУМАНА
СИСТЕМА СИГНАЛИЗАЦИИ

Крецу, Е. В.: **Детектор маслянного тумана система сигнализации.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35**, № 6, август 1987 г., стр. 228

Представляется оригинальная система сигнализации работы распределительного вращательного клапана для детектора маслянного тумана. В работе устанавливается вычислительная методика системы, после чего следуют выводы, вытекающие из испытания системы на детекторе маслянного тумана.

УДК 538.552

АНАЛИЗ ЦЕПЕЙ
ФУНКЦИИ СПЛАЙНА

Тодоран, Г., Тодоран, М.: **Анализ цепеу сплайн-кубическим методом.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35**, № 6, август 1987 г., стр. 236

Представляется метод функций Сплайна как математическое средство анализа электрических и электрон; ных цепей. Преимущество метода состоит в том, что выявляет общее поведение цепи вглобальной манере по каждому подинтервалу, а не в манере точки с точкой

INHALT

DK 621.316.52

RECHNERUNTERSTÜTZTER ENTWURF
ELECKTRODYNAMISCHE SCHWINGER

Darie, S. u.a. — **Rechnerunterstützter Entwurf von elektrodynamischen Schwingern mit Permanentmagneten.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. Aug 6, 1987, S. 205

Es werden die Entwurfsmethodologie der elektrodynamischen Schwingern mit Permanentmagneten, die auf den in VIBROTESTER-VT-1 Anlagen anwendbaren Schwingern geprüft werde, die Rechenweise der Algorythmus und das logische Schema des Rechenprogramms vorgestellt.

DK 621.316.543 : 621.365.2/9

EINPHASENWECHSELRICHTER
INDUKTIVE ELEKTROTHERMISCHE ANLAGEN
Chindriş, M. — **Umgekehrte Polarisationszeitbestimmung der Thyristoren von Einphasenwechselrichtern zur Einspeisung der induktiven elektrothermischen Anlagen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 6, Aug. 987, S. 210

Der Beitrag stellt die Charakteristiken der umgekehrten Polarisationzeit als wertvolle Hilfe in den Bemessungsrechnungen eines Einphasenthyristors mit paralleler Lastkompensation für Induktionsverwärmung vor.

DK 678.763 : 541.13

ELECTROISOLIERENDE POLYMERE
POLYMERKLASSIFIKATION

Nicola, Gr. : **Beiträge zur Klassifikation elecktroisolierender Polymere.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** Nr. 6, Aug 1987, S. 213

Es werden die Klassifizierung der elecktroisolierenden Polymeren nach den Kriterien der chemischen Struktur, der Anwendungsgebiete, der Temperaturindizes, u.s.w., die Eigenschaften jeden Typs von elecktrischen Isolators, bzw. Polymers, sowie die Einordnung des Polymers, oder des elecktrischen Isolators in verschiedene Isolations-klassen, unabhängig vom Klassifizierungskriterium vorgestellt.

DK 621.3.043 : 621.313.3

MAGNETISCHES SCHWEBEN
FEDERSTATOR
SYNCHRONMASCHINEN

Deleşega, I.: **Modellprüfungen für elecktrodynamische Kryoübertragung.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** Nr. 6, Aug 1987, S. 220

Ber Beitrag stellt die auf dem Modell eines neuen Schwebe-Traktions- und elecktromagnetischen Steuerungssystems erhaltenen Messergebnisse vor. Es weden die Charakteristiken des als Synchronmaschine betrachteten Systems, jene bezüglich der Wechselwirkung mit dem Schwebeweg und der Einfluss einer freidrehbaren elektromagnetischen Abschirnung aufgezeigt.

DK 654.9 : 621.396.62

ÖLNEBELDETEKTOR
SIGNALISIERUNGSSYSTEM

Creţu, E. V. : **Ölenebeldetektor — Singnalisierungssystem.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** Nr. 6, Aug 1987, S. 228

Es wird ein originelles Signalisierungssystem der Funktionierung des drehbaren Verteilungsventils für den Ölnebeldetektor DCU—1 vorgestellt. Im Beitrag wird die Berechnungsmethodik des Systems bestimmt, wonach die nach der Experimentierung des Systems auf dem Ölnebeldetektor gazogenen Schlussfolgerungen aufgezeigt werden.

DK 538.552

SCHALTUNGSANALYSE
SPLINEFUNKTIONEN

Todoran, Gh., Todoran, M. : **Schaltungsanalyse durch eine kubische Splinefunktion.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** Nr. 6, Aug. 1987, S. 236

Es wird die Splinefunktionsmethode als mathematisches Instrument in der Analyse der elektrischen und elektronischen Schaltungen vorgestellt. Der Vorteil der Methode besteht darin, dass sie das Verhalten der Schaltung in seiner Ganzheit für jedes Unterintervall und nicht in einer Punkt-für-Punktweise darstellt.

CONTENTS

DC 621.316.52

COMPUTER-AIDED DESIGN
ELECTRODYNAMIC VIBRATORS

Darie, S. and s.o. : **Computer-aided design of electrodynamic vibrators with permanent magnets.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 6 aug. 1987, p. 205

The designing technique of electrod namic vibrators with permanent magnets, tested, on vibrators appliable to VIBROTESTER-VT-1 systems is presented ; the computing sequence, the algorithmus and the computing program logical circuit is presented.

DC 621.316.543 : 621.365.2/9

SINGLE-PHASE INVERTORS
INDUCTION ELECTROTHERMAL EQUIPMENT

Chindriş, M.: **Time determination of thyristor reversable polarization for single-phase inyertors of induction electrothermal equipment.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 6, aug 1987 , p. 210

The paper presents the reversable polarization time characteristics as a valuable auxiliary of dimensioning computations for a single-phase thyristor with parallel compensation load for inductive heating.

DC 678.763 : 541.13

ELECTRO-INSULATING POLYMERS
POLYMER CLASSIFICATION

Nicola, Gr. : **Contribution to classification of electro-insulating polymers.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 6, aug 1987, p. 213

The classification of electro-insulating polymers is presented according to chemical structures, application field temperature index, etc., as the properties of each electro-insulating polymer type, and the inclusion of polymers or electro-insulators in several insulating classes, regardless of clasification criteria.

DC 621.3.043 : 621.313.3

MAGNETIC LEVITATION
SPRING-STATOR
SYNCHRONOUS MACHINES

Deleşega, I. : **Tests on a electrodynamic cryotransmission system experimental model.**

E.E.A. — **Electrotehnica** 35, nr. 6, aug 1987, p. 220

The paper presents the results of certain measurements on a novel levitation — tracking — electromagnetic tracking system experimental model. The system characteristics taken as a synchronous machine, the characteristics regarding the interaction with levitation and the influence of an electrodynamic free-rotation screen are presented.

DC 654.9 : 621.396.62

OIL-MIST DETECTOR
STABILIZING — SYSTEM

Crefu, E. V.: **The oil-mist detector — stabilizing system.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 6, aug 1987, p. 228

The oil-mist detector-stabilizing — system for the operation of a distributive rotative valve for the DCU-1 oil-mist detector is presented. The system computation technique is presented, followed by the conclusions resulting from system experimentation on an oil-mist detector.

DC 538.552

CIRCUIT ANALYSIS
SPLINE-FUNCTIONS

Todoran, Gh., Todoran, M.: **Circuit analysis through a cubical spline method.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 6, aug 1987, p. 236

The spline functions method is presented as a mathematical tool for the analysis of electric or electronic circuit.
The advantage of this method is that it lays stress on the overall behaviour of the circuit for each sub-interval, rather than the point-by-point approach.

S O M M A I R E

CD 621.316.52

CONCEPTION ASSISTÉE PAR ORDINATEUR
VIBRATEURS ELECTRODYNAMIQUES

Darie, S. et al. : **Conception assistée par ordinateur des vibrateurs électrodynamiques à aimant permanent.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 6, août 1987, p. 205

On y expose méthodologie de conception des vibrateurs électrodynamiques à aimant permanent, vérifiée sur des vibrateurs aux instalations IBROTESTER — VT — 1 ; on y présente également les méthodes de calcul, l'algorithme et le schéma logique du programme de calcul.

CD 621.316.543 : 621. 365.2.9

INVERSEURES MONOPHASÉS
INSTALLATIONS ÉLECTROTHERMIQUES INDUCTIVES

Chindriş, M. : **Détermination du temps de polarisation inverse des thyristors aux inverseurs monophasés pour l'alimentation des installations électrothermiques inductives.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 6, août 1987, p. 210

Le travail présente les caractéristiques du temps de polarisation inverse soulignant leur importance pour les calcul de dimensionnement d'un thyristor monophasé à compensation parallèle de la charge pour le chauffage par induction.

CD 678.763 : 541.13

POLYMÈRES ÉLECTRO-ISOLANTS
CLASSIFICATION DES POLYMERES

Nicola, Gr. : **Contribution à la classification des polymères électro-isolants.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 6, août 1987, p. 213

On y présente la classification des polymères électro-isolants selon les critères de la structure chimique, du domaine d'emploi et de l'indice de température etc., ainsi que les propriétés de chaque type d'isolant électrique, respectivement polymère et l'intégration du polymère ou de l'isolant électrique dans diverses classes d'isolation, indifféremment du critère de classification.

CD 621.3-043 : 621.313.3

LÉVITATION MAGNÉTIQUE
STATOR — ARC
MACHINES SYNCHRONES

Deleşega, I. : **Essais sur modele expérimental pour cryotransmission électrodynamique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 6, août 1987, p. 220

Le travail expose les résultats des mesures sur modèle expérimental d'un nouveau système de lévitation-traction-quidage électromagnetique. On y présente les caractéristiques du système envisagé comme machine synchrone, les caractéristiques concernant l'intéraction avec la voie de lévitation et l'influence d'un écran électrodynamique librement tournant.

CD 654.9 : 621.396.62

DÉTECTEUR DE BOUILLARD D'HUILE
SYSTEME DE SIGNALISATION

Crefu, I. V. : **Détecteur de bouillard d'huile-système de signalisation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 6, août 1987, p. 228

On y présente un système original de signalisation du fonctionnement de la soupape tournante distributrice pour le détecteur de brouillard d'huile DCU — 1. Dans le travail on établit les méthodes de calcul du système, présentant ensuite les conclusions résultées de l'expérimentation du système sur le détecteur de brouillard d'huile.

CD 538.552

ANALYSE DES CIRCUITS
FONCTIONS SPLINES

Todoran, Gh., Todoran, M. : **Analyse des circuits par une méthode spline cubique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 6, août 1987, p. 236

On y présente la méthode des fonctions splines, comme instrument mathématique dans l'analyse des circuits électriques ou électroniques. L'avantage de la méthode est constitué la mise en évidence du comportement général du circuit d'une manière globale pour chaque sous-intervalle, excluant la manière point par point.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

CZ 621.316.52

Proiectarea asistată de calculator a vibratoarelor electrodinamice cu magnet permanent

SILVIU DARIE, IOAN VĂDAN, L. ANDACS, HORIA BĂLAN* – CLUJ-NAPOCA

Folosirea magneţilor permanenţi în construcţia VED, permite obţinerea unor vibratoare cu randament ridicat, dimensiuni reduse şi performanţe ridicate.

Utilizarea magneţilor se bazează pe proprietatea unor metale sau aliaje de a avea un cîmp magnetic remanent, care poate fi menţinut practic constant pe perioade de timp foarte îndelungate.

Caracteristica de bază a magneţilor permanenţi este curba de demagnetizare, figura 1, care reprezintă partea din cadranul II a ciclului de histerezis.

Dintre magneţii permanenţi utilizaţi în industrie cea mai largă utilizare o au magneţii permanenţi de tip Al-Ni-Co şi cei de tip ferite

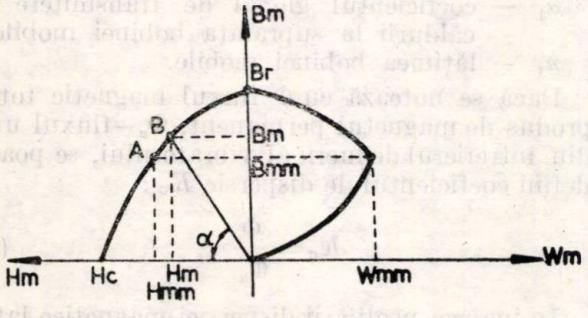


Fig. 1

magnetice. Magneţii permanenţi de tip Al-Ni-Co au inducţii remanente mari, ceea ce permite să se obţină uşor fluxuri mari, respectiv inducţii mari în întrefier; au dezavantajul unor cîmpuri coercitive mici, ceea ce conduce la o mică stabilitate în timp la acţiunile tensiunilor magnetice demagnetizante de orice natură. Pentru a le creşte tensiunea magnetomotoare, aceştia se construiesc de lungime relativ mare ($H_c \cdot l_m = N_c$); în felul acesta se îmbunătăţeşte stabilitatea la acţiunea tensiunilor magnetice demagnetizante; lungimea relativ mare a magnetului conduce însă la obţinerea unor circuite magnetice cu coeficienţi de dispersie ridicaţi (2...3).

Magneţii permanenţi pe bază de ferite se caracterizează prin cîmp coercitiv H_c mare şi o inducţie remanentă B_r scăzută; aceştia sînt foarte stabili în timp, conduc la construcţii de circuite magnetice cu coeficienţi de dispersie apropiaţi de unitate; pentru obţinerea de inducţii mari în întrefier se recurge la soluţii constructive cu concentratoare de cîmp.

1. Proiectarea VED cu magnet permanent

În figura 2 se prezintă un VED cu magnet permanent de tip Al-Ni-Co [1].

În proiectarea VED cu magnet permanent se urmăreşte ca, plecînd de la valoarea forţei

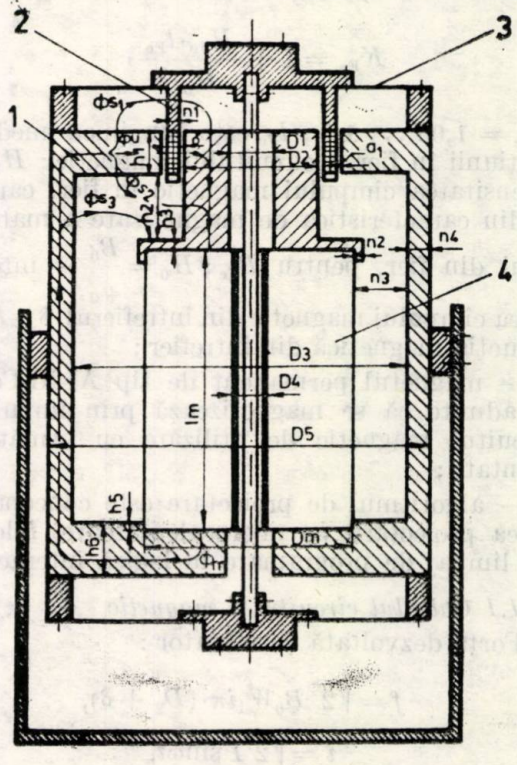


Fig. 2

impuse şi caracteristicile materialelor utilizate să se determine construcţia optimă a VED din punct de vedere al greutăţii, preţului de cost ş.a.

* Dr. ing. *Darie, S.*, ing. *Văcan, I.*, ing. *Andacs, L.*, ing. *Bălan, H.* – Institutul Politehnic Cluj – Napoca.

Se admit următoarele ipoteze :

— efectul demagnetizant al solenaţiei de curent alternativ (θ_1) a bobinei mobile se ia în consideraţie printr-un coeficient K_5 :

$$K_5 = \frac{B_m}{B_{mm}}, \tag{1}$$

a cărui valoare s-a stabilit prin determinări experimentale ; $K_5 = 1{,}05 \ldots 1{,}1$; B_m este inducţia magnetică în magnet în punctul de funcţionare B ; B_{mm} — inducţia magnetică în punctul A, unde energia magnetică a magnetului permanent este maximă (figura 1) ; punctul de funcţionare se alege pe caracteristică cu 5 ... 10% mai sus decît punctul în care energia magnetică este maximă ;

— efectul de modulare a cîmpului magnetic constant din întrefier de către cîmpul magnetic alternativ al bobinei mobile se neglijează, avînd în vedere lungimea relativ mare a porţiunii prin aer, prin care se închid liniile de cîmp alternativ ale bobinei mobile ; de asemenea solenaţia în curent continuu este relativ mică ($\theta_1 <$) ;

— se neglijează dispersia magnetică laterală a magnetului permanent ceea ce corespunde cu funcţionarea la flux magnetic constant ;

— căderea de tensiune magnetică în fier se ia în consideraţie printr-un coeficient K_{Fe} ;

$$K_{Fe} = 1 + \frac{H_{Fe} \cdot l_{Fe}}{H_0 \cdot \delta}, \tag{2}$$

$K_{Fe} = 1{,}05 \ldots 1{,}5$; l_{Fe} este lungimea medie a porţiunii în fier a circuitului magnetic ; H_{Fe} — intensitatea cîmpului magnetic în fier, care se ia din caracteristica de magnetizare a materialului din fier, pentru B_{Fe} ; $H_0 = \frac{B_0}{\mu_0}$ — intensitatea cîmpului magnetic din întrefierul δ ; B_0 — inducţia magnetică din întrefier ;

— magnetul permanent de tip Al-Ni-Co-24, se admite că se magnetizează prin impuls în circuitul magnetic de utilizare cu armăturile montate ;

— algoritmul de proiectare este conceput în ideea proiectării pe microcalculatoare, folosind un limbaj de programare în logică interactivă.

1.1 Calculul circuitului magnetic

Forţa dezvoltată de vibrator :

$$f = \sqrt{2}\, B_0 W_1 i \pi \cdot (D_2 + \delta), \tag{3}$$

$$i = \sqrt{2}\, I \sin\omega t, \tag{4}$$

$$f = F_0 \sin\omega t, \tag{5}$$

cu :

$$F_0 = \sqrt{2}\, \pi B_0 I W (D_2 + \delta),$$
$$\cong \sqrt{2}\, \pi B_0 \theta_1 D_2, \tag{6}$$

în care :

F_0 este amplitudinea forţei electromagnetice dezvoltată de vibrator ;

i, I — valoarea insantanee, respectiv efectivă a curentului din bobina mobilă, în A ;

W_1 — numărul de spire ale bobinei mobile ;

D_2 — diametrul exterior al polului magnetic central, în m ;

δ — valoarea întrefierului, în m.

Deoarece δ este mic, se consideră $D_2 + \delta \cong D_2$; în felul acesta rezultă o solenaţie în curent alternativ mai mare la forţa dezvoltată impusă [1].

Considerînd bobina mobilă răcită pe ambele feţe [1], supratemperatura acesteia este :

$$\tau_1 = \frac{\rho_1 \theta_1^2}{2 \cdot \alpha_1 \cdot f_1 \cdot n_1 h_1^2} \leqslant \tau_{1a}, \tag{7}$$

în care :

$\rho_1 = \rho_0 (1 + \alpha \cdot \tau_{1a})$ este rezistivitatea materialului bobinei mobile în stare caldă ;

ρ_0 — rezistivitatea materialului la temperatura mediului ambiant ;

f_1 — coeficientul de umplere al bobinei mobile ; $f_1 = 0{,}3 \ldots 0{,}6$;

α — coeficientul de variaţie al rezistivităţii conductorului cu temperatura ;

τ_{1a} — supratemperatura maximă admisă în regim de durată a conductorului bobinei mobile ;

α_1 — coeficientul global de transmitere a căldurii la suprafaţa bobinei mobile ;

n_1 — lăţimea bobinei mobile.

Dacă se notează cu Φ fluxul magnetic total produs de magnetul permanent, Φ_u — fluxul util din întrefierul de lucru al vibratorului, se poate defini coeficientul de dispersie K_σ :

$$K_\sigma = \frac{\Phi}{\Phi_u}. \tag{8}$$

În ipoteza neglijării dispersiei magnetice laterale a magnetului permanent, se poate scrie expresia fluxului total şi a fluxului util :

$$\Phi = \Delta \cdot U_{mm\delta}, \tag{9}$$

$$\Phi_u = \Delta \cdot U_{mm\delta}, \tag{10}$$

$$\Delta = \Delta_u + \Delta_s, \tag{11}$$

unde :

Δ este permeanţa totală a zonei întrefierului de lucru, cuprinzînd zona fluxului util şi a fluxului de dispersie ;

Δ_u — permeanţa întrefierului, corespunzătoare fluxului util ;

Δ_s — permeanţa corespunzătoare fluxului de dispersie.

Din relaţiile (8) ... (11) se obţine :

$$K_\sigma = \frac{\Delta}{\Delta_u} = 1 + \frac{\Delta_s}{\Delta_u}. \tag{12}$$

Permeanţele în aer se calculează prin metoda lui Rotters astfel :

— permeanţa corespunzătoare fluxului util :

$$\Delta_u = \frac{2 \cdot \pi \cdot \mu_0 \cdot h_1}{\ln\left(1 + \frac{2\delta}{D_2}\right)}, \qquad (13)$$

— permeanţa corespunzătoare fluxului de scăpări :

$$\Delta_s = 3\mu_0 D_2 + \mu_0 \cdot D_2 \ln\left(1 + \frac{D_2 - D_1}{\delta}\right) + 2\mu_0 D_2 \ln\left(\frac{h_2}{\delta}\right) + \frac{4 \cdot \mu_0 \cdot \pi \cdot h_3}{\ln\left(1 + \frac{2h_3}{D_2}\right)}. \qquad (14)$$

Cu relaţiile (13), (14) şi (8) se obţine, pentru coeficientul de dispersie :

$$K_\sigma = 1 + \frac{\ln\left(1 + \frac{2\delta}{D_2}\right)}{2\pi h_1} \cdot \left[3 \cdot D_2 + D_2 \cdot \ln\left(1 + \frac{D_2 - D_1}{\delta}\right) + 2 \cdot D_2 \cdot \ln\left(\frac{h_2}{\delta}\right) + \frac{4 \cdot \pi \cdot h_3}{\ln\left(1 + \frac{2h_3}{D_2}\right)}\right]. \qquad (15)$$

La proiectarea circuitului magnetic se caută să se realizeze o secţiune cît mai uniformă în lungul porţiunii în fier a circuitului ; de asemenea, pentru a obţine o inducţie cît mai mare în întrefierul de lucru, se caută a se realiza saturaţia fierului în imediata vecinătate a întrefierului (aria piesei polare din vecinătatea întrefierului va fi cea mai mică) ; în restul circuitului în fier aria secţiunii se ia mărită faţă de cea a piesei polare, pentru a realiza o inducţie mai mică, în scopul reducerii căderii de tensiune magnetică în fier (micşorarea coeficientului K_{Fe}) [1].

Cu aceste considerente, se ia :

$$S_{Fe} = K_1 \cdot S_{Fep}, \qquad (16$$

unde :

K_1 este un coeficient de creştere a secţiunii în fier ; $K_1 = 1{,}1 \div 2$ rezultat din experienţa de proiectare şi calcule de optimizare [1] ;

S_{Fe} — aria secţiunii în fier a circuitului magnetic ;

S_{Fep} — aria secţiunii piesei polare din vecinătatea întrefierului de lucru, care este aproximativ egală cu aria transversală a zonei întrefierului S_0 ;

$$S_0 \cong S_{Fep} \cong \pi \cdot D_2 \cdot h_1, \qquad (17)$$

Pe de altă parte :

$$S_{Fe} \cong K_2 \cdot \frac{\pi D_2^2}{4}, \qquad (18)$$

unde K_2 este un coeficient care ţine seama de diminuarea ariei secţiunii miezului central, ca urmare a executării orificiului de trecere de diametru D_1 (figura 2), rezultă :

$$D_1 = \sqrt{1 - K_2} \cdot D_2. \qquad (19)$$

Pentru $K_2 = 1$, rezultă varianta fără orificiul de trecere al magnetului VED.

Din relaţiile (16), (17) şi (18) rezultă :

$$D_2 = \frac{4 \cdot K_1 \cdot h_1}{K_2}, \qquad (20)$$

$$h_6 = K_1 \cdot h_1. \qquad (21)$$

Din legea circuitului magnetic aplicată unui contur închis, asociat unei linii de cîmp rezultă :

$$H_m \cdot l_m = H_0 \cdot \delta + H_{Fe} \cdot l_{Fe} = K_{Fe} \cdot \frac{B_0}{\mu_0} \cdot \delta, \qquad (22)$$

de unde se obţine :

$$l_m = K_{Fe} \frac{B_0 \cdot \delta}{\mu_0 \cdot H_m}, \qquad (23)$$

în care :

l_m este lungimea necesară a magnetului permanent ;

H_m — intensitatea cîmpului magnetic din magnetul permanent, în punctul de funcţionare ales de pe caracteristica de demagnetizare a materialului magnetului permanent (fig. 1) ;

Legea conservării fluxului magnetic conduce la :

$$B_m \cdot S_m = B_{Fe} \cdot S_{Fe} = K_\sigma \cdot B_0 \cdot S_0. \qquad (24)$$

Din (24) se obţine :

$$B_{Fe} = K_\sigma \frac{B_0 \cdot S_0}{S_{Fe}}, \qquad (25)$$

$$S_m = \frac{B_{Fe} \cdot S_{Fe}}{B_m}, \qquad (26)$$

cu :

S_m — aria necesară pentru secţiunea transversală a magnetului permanent.

Din (18) şi (26) se determină :

$$D_m = \sqrt{\frac{4 \cdot S_m}{\pi} + D_4^2}, \qquad (27)$$

în care D_4 este diametrul orificiului central al magnetului permanent, care se impune din considerente tehnologice.

Celelalte dimensiuni ale circuitului magnetic se calculează în raport cu dimensiunea principală D_2, respectiv h_1, cu ajutorul unor coeficienţi,

START

READ: F_o, B_o, f, I, K_{Fe}, K_1, K_2, K_3, K_5, ϑ_{1a}, α_1, f_1, $B_m = B_m(H_m)$ (caracteristica de demagnetizare a materialului magnetului permanent), α, K_{f1}, D_4, h_3, h_5, n_2, $B = B(H)$, (caracteristica de magnetizare a fierului circuitului magnetic) ε.

$$\rho_1 = \rho_o(1 + \alpha \cdot \vartheta_{1a})$$

$$h_1 = \sqrt[5]{\frac{F_o^2 \cdot \rho_1 \cdot K_{f1} \cdot K_2^2}{64 \cdot \pi^3 \cdot B_o^2 \cdot K_1^2 \cdot \alpha_1 \cdot f_1 \cdot \vartheta_{1a}}}$$

$$n_1 = \frac{h_1}{K_{f1}}$$

$$D_2 = \frac{4 K_1 h_1}{K_2}$$

$$D_1 = D_2\sqrt{1 - K_2}$$

$$S_{Fe} = \frac{\pi}{4}(D_2^2 - D_1^2)$$

$$S_o = \pi \cdot D_2 \cdot h_1$$

$$\delta = n_1 + 2a_1$$

$$h_2 = K_3 \cdot h_1$$

$$h_6 = K_1 \cdot h_1$$

$$n_3 = K_4 \cdot h_1$$

$$\Lambda_s = 3\mu_o \cdot D_2 + \mu_o \cdot D_2 \cdot \ln\left(1 + \frac{D_2 - D_1}{\delta}\right) + 2\mu_o \cdot D_2 \cdot \ln\frac{h_2}{\delta} + \frac{4\pi\mu_o \cdot h_3}{\ln\left(1 + \frac{2 \cdot n_3}{D_2}\right)}$$

(2)

(2)

$$K_\sigma = 1 + \frac{\ln\left(1 + \frac{2\delta}{D_2}\right)}{2\pi \cdot h_1} \cdot \left[3 \cdot D_2 + D_2 \cdot \ln\left(1 + \frac{D_2 - D_1}{\delta}\right) + 2 \cdot D_2 \cdot \ln\left(\frac{h_2}{\delta}\right) + 4\pi \frac{h_3}{\ln\left(1 + \frac{2 \cdot n_3}{D_2}\right)}\right]$$

$$B_{Fe} = \frac{K_\sigma \cdot B_o \cdot S_o}{S_{Fe}}$$

$$H_{Fe} = H_{Fe}(B_{Fe})$$

$$B_{mm} = B_{mm}(H_{mm})$$

$$B_m = K_5 \cdot B_{mm}$$

$$H_m = H_m(B_m)$$

$$S_m = \frac{B_{Fe} \cdot S_{Fe}}{B_m}$$

$$D_m = \sqrt{\frac{4 \cdot S_m}{\pi} + D_4^2}$$

(3)

(3)

$$l_m = \frac{K_{Fe} \cdot B_o \cdot \delta}{\mu_o \cdot H_m}$$

$$D_3 = D_m + 2 \cdot n_3$$

$$D_5 = \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot S_{Fe} + D_3^2}$$

$$n_4 = \frac{D_5 - D_3}{2}$$

(4)

(4)

$$l_{Fe} = l_m + 2\left(\frac{h_6}{2} + \frac{h_1}{2} + h_2 + h_3 + n_3 + \frac{n_4}{2} + \frac{D_m}{4}\right) - \delta$$

$$K'_{Fe} = 1 + \frac{\mu_o \cdot H_{Fe} \cdot l_{Fe}}{B_o \cdot \delta}$$

$$\varepsilon'_{K_{Fe}} = \left|\frac{K'_{Fe} - K_{Fe}}{K'_{Fe}}\right|$$

$$K_{Fe} = K'_{Fe}$$

(3) NU ← $\varepsilon'_{K_{Fe}} \leq \varepsilon_{K_{Fe}}$ → DA

Se alege din seria normalizată a magnetilor permanenți: D'_m; l'_m;

$$D'_m \geq D_m$$

$$l'_m \geq l_m$$

$$D'_3 = D'_m + 2 \cdot n_3$$

$$D'_5 = \sqrt{\frac{4}{\pi} S_{Fe} + D'^2_3}$$

$$n'_4 = \frac{D'_5 - D'_3}{2}$$

$$l'_{Fe} = l'_m + 2\left(\frac{h_6}{2} + \frac{h_1}{2} + h_2 + h_3 + n_3 + \frac{n'_4}{2} + \frac{D'_m}{4}\right) - \delta$$

(5)

(5)

$$K_{Fe} = 1 + \frac{\mu_o \cdot H_{Fe} \cdot l'_{Fe}}{B_o \cdot \delta}$$

$$\Theta_1 = \sqrt{\frac{2 \cdot \alpha_1 \cdot f_1 \cdot n_1 \cdot h_1^2 \cdot \vartheta_{1a}}{\rho_1}}$$

$$F'_o = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot B_o \cdot \Theta_1 \cdot (D_2 + \delta)$$

$$W_1 = \frac{\Theta_1}{I}$$

$$S_{Cu} = \frac{f_1 \cdot h_1 \cdot n_1}{W_1}$$

$$d_{Cu} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{Cu}}{\pi}}$$

$$R = \rho_1 \frac{W_1 \cdot \pi (D_2 + \delta)}{S_{Cu}}$$

$$L = W_1^2 \cdot \Lambda_s$$

$$U = I\sqrt{R^2 + (2 \cdot \pi f \cdot L)^2}$$

PRINT: F'_o, D'_m, l'_m, K_σ, K_{Fe}, B_{Fe}, Θ_1, h_1, n_1, D_1, D_2, D'_3, D_4, D'_5, h_2, h_6, n_3, n_4, δ, I, R, L, W_1, d_{Cu}, I, U

STOP

astfel încît să se asigure un coeficient de dispersie K_σ cît mai mic, sau din considerente de rezistență mecanică, cum sînt, de exemplu, dimensiunile piesei de fixare a magnetului permanent h_3, h_5 și n_2 :

$$h_2 = K_3 \cdot h_1, \tag{28}$$

$$h_3 = K_4 \cdot h_1, \tag{29}$$

unde $K_3 = 0{,}5 \ldots 3$; $K_4 = 1{,}1 \ldots 3$ sînt determinați pe baza considerațiilor anterioare.

Din figura 2, rezultă lungimea în fier a circuitului magnetic :

$$l_{Fe} = l_m + 2\left(\frac{h_6}{2} + \frac{h_1}{2} + h_2 + h_3 + n_3 + \frac{n_4}{2} + \frac{D_m}{4}\right) - \delta. \tag{30}$$

Înălțimea întrefierului h_1, respectiv a porțiunii bobinate a bobinei mobile se determină din relațiile (6), (7) și (20) :

$$h_1 = \sqrt[5]{\frac{F_0^2 \cdot \rho_1 \cdot K_{f1} \cdot K_2^2}{64 \cdot \pi^2 \cdot B_0^2 \cdot K_1^2 \cdot \alpha_1 \cdot f_1 \cdot \tau_{1a}}}. \tag{31}$$

Grosimea bobinei mobile n_1 :

$$n_1 = \frac{h_1}{K_{f1}}, \tag{32}$$

cu $K_{f1} = 3 \ldots 15$, coeficientul de formă al bobinei mobile, valoare care s-a stabilit experimental din condițiile de asigurare a unei răciri bune a bobinei mobile și a unei dispersii cît mai mici în jurul întrefierului [1] :

$$\delta = n_1 + 2a_1, \tag{33}$$

unde :

δ este întrefierul principal al circuitului magnetic ;

a_1 — jocul tehnologic dintre bobina mobilă și circuitul magnetic.

Dimensionarea electrică a bobinei mobile.

Solenația bobinei mobile :

$$\theta_1 = \sqrt{\frac{2 \cdot \alpha_1 \cdot f_1 \cdot n_1 \cdot h_1^2 \cdot \tau_{1a}}{\rho_1}}. \tag{34}$$

Numărul de spire ale bobinei mobile :

$$W_1 = \frac{\theta_1}{I_1}, \tag{35}$$

unde I reprezintă valoarea maximă a curentului de durată ce poate fi debitat de sursă (invertor).

Secțiunea conductorului de cupru al bobinei mobile :

$$S_{Cu} = \frac{f_1 \cdot h_1 \cdot n_1}{W_1}, \tag{36}$$

respectiv diametrul conductorului bobinei mobile :

$$d_{Cu} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{Cu}}{\pi}}. \tag{37}$$

Rezistența electrică în stare caldă a conductorului bobinei mobile :

$$R = \rho_1 \cdot \frac{\pi \cdot W_1 (D_2 + \delta)}{S_{Cu}}. \tag{38}$$

Inductivitatea bobinei mobile :

$$L \cong W_1^2 \cdot \Delta_s. \tag{39}$$

Pe baza relațiilor (1) — (39) s-a elaborat algoritmul de proiectare și schema logică de calcul prezentată în figura 3.

1.2. *Programul de calcul*

Pe baza algoritmului de calcul și a schemei logice prezentate în figura 3, s-a realizat programul de calcul scris în limbaj BASIC [1].

Programul de calcul este realizat sub formă interactivă, astfel încît proiectantul poate să schimbe foarte ușor orice dată de proiectare, ceea ce permite în acest fel și o analiză parametrică de proiectare.

Metodologia elaborată, împreună cu algoritmul și programul de calcul au permis proiectarea asistată de calculator a vibratoarelor electrodinamice ce au fost executate pentru instalațiile „VIBROTESTER VT—1" [2]; totodată programul de calcul permite a analiza o mare varietate de tipodimensiuni de vibratoare electrodinamice, analiza parametrică a acestora conducînd la o serie de concluzii cu implicații în modul de realizare a acestora [1].

Bibliografie

[1] *Darie, S.* Vibratoare electrice. Teorie și aplicații. București, Editura tehnică (în curs de apariție).

[2] * * * Instalație de testare la vibrații, VIBROTESTER, IPC—N, Laboratorul de aparate electrice, 1985, (prospecte).

CZ 621.316.543 : 621.365.2/9

Determinarea timpului de polarizare inversă a tiristoarelor la invertoarele monofazate pentru alimentarea instalațiilor electrotermice inductive

MIRCEA M. CHINDRIȘ* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

Încălzirea prin inducție constituie în prezent una din soluțiile cele mai eficiente pentru reducerea consumurilor specifice de energie în domeniul prelucrării metalelor. Aplicat inițial în procesele de călire, acest procedeu s-a extins la topirea în cuptoare cu creuzet sau canal și la încălzirea în volum a semifabricatelor metalice în vederea tratării termice sau a prelucrării ulterioare prin deformare plastică [1, 2, 3].

Pentru alimentarea instalațiilor electrotermice inductive în domeniul 0,15 ... 10 kHz, caracteristic majorității aplicațiilor industriale, convertoarele statice cu tiristoare constituie o sursă utilizată cu precădere în ultima perioadă, datorită unor importante avantaje tehnico-

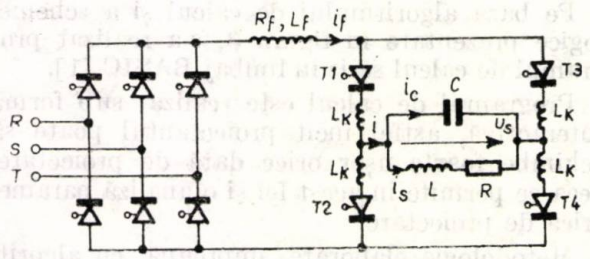


Fig. 1. Convertor cu compensare paralel a sarcinii (circuitul de forță).

economice [4]. Dacă în SUA și Canada se utilizează cu precădere convertoarele directe, producătorii europeni (inclusiv țara noastră) au adoptat soluția convertoarelor cu circuit intermediar de curent continuu și sarcină compensată în paralel, figura 1.

Redresorul comandat și circuitul intermediar formează o sursă de curent constant care alimentează circuitul de sarcină (circuitul RLC) prin intermediul invertorului monofazat.

Prin comanda alternativă a brațelor (*T1*, *T4*, respectiv *T2*, *T3*) punții invertoare, sarcinii i se aplică un curent dreptunghiular (practic trapezoidal datorită valorii finite a vitezei de creștere a curentului *di/dt* cu polaritate periodic inversată).

Presupunînd că tiristoarele *T1* și *T4* sînt în conducție, se aplică impulsuri de aprindere tiristoarelor *T2* și *T3* cu puțin timp înainte ca tensiunea de sarcină $u_s = u_c$ să treacă prin zero. Intrarea în conducție a tiristoarelor *T2*, *T3* determină blocarea tiristoarelor *T1*, *T4* care sînt polarizate invers de tensiunea de sarcină pînă la trecerea acesteia prin zero. Dispozitivul de comandă al invertorului trebuie ca, pornind de la precedenta trecere prin zero a tensiunii, să precalculeze pe următoarea și să genereze la un anumit moment impulsuri de comandă pentru tiristoarele ce urmează să intre în conducție, astfel încît timpul de polarizare inversă să îndeplinească condiția :

$$t_i = 1,2\, t_q + 5,\ \mu s, \tag{1}$$

sau :

$$t_i = (1,2 \ldots 2)\, t_q,\ \mu s, \tag{2}$$

în care t_i este timpul de polarizare inversă ;
t_q — timpul de refacere a tiristoarelor.

1. Determinarea tensiunii de sarcină

Pornind de la ipoteză că circuitul oscilant de sarcină este alimentat de un curent continuu ideal, iar comutația este instantanee, mărimile de ieșire se obțin prin rezolvarea sistemului de ecuații :

$$\begin{cases} i = i_c + i_s \\ u_s = R \cdot i_s + L\dfrac{di_s}{dt} \\ i_c = C\dfrac{du_s}{dt}, \end{cases} \tag{3}$$

condițiile inițiale fiind arbitrare.

Introducînd notațiile :

$$\begin{cases} \omega_0 = \dfrac{1}{\sqrt{LC}} & \text{— pulsația de rezonanță neamortizată ;} \\ \omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2} & \text{— pulsația de rezonanță amortizată ;} \\ \delta = \dfrac{R}{2L} & \text{— factorul de amortizare ;} \\ \beta = \dfrac{\delta}{\omega_0} & \text{— gradul de amortizare} \end{cases} \tag{4}$$

și determinînd condițiile inițiale din relațiile (figura 2) ;

$$\begin{aligned} i_s(\omega t = 0) &= -\,i(\omega t = \pi + \gamma - \varphi'), \\ u_s(\omega t = 0) &= -\,u_s(\omega t = \pi + \gamma - \varphi'), \end{aligned} \tag{5}$$

* Ing. *Chindriș M.* — Institutul Politehnic Cluj-Napoca.

pentru tensiunea de sarcină se obține expresia [5]:

$$u_s(t) = R.i\left[1 - \frac{1}{2}K_u \cdot e^{-\delta t} \cdot \sin(\omega t - \varphi')\right], \quad (6)$$

în care K_u este un coeficient care depinde de caracteristicile circuitului de sarcină și frecvență, iar φ' este unghiul de fază.

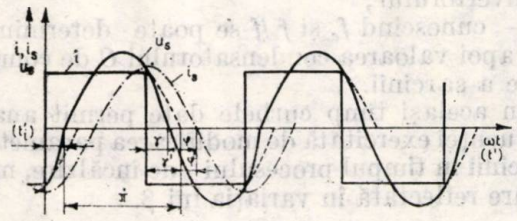


Fig. 2. Formele de undă teoretice ale mărimilor de ieșire la convertorul cu compensare paralel a sarcinii.

Timpul de polarizare inversă t_i este determinat de valoarea unghiului de întîrziere γ, cele două mărimi fiind legate prin relația:

$$t_i = \frac{\gamma}{\omega}. \quad (7)$$

2. Dependența dintre timpul de polarizare inversă și caracteristicile circuitului de sarcină

În cazul unui circuit oscilant lucrînd pe frecvența de rezonanță există relația $\gamma = \varphi'$. Pentru circuitele reale, se observă din figura 2 că $\varphi' > \gamma$, dependența celor două unghiuri putînd fi determinată din relația de simetrie:

$$J_s(\pi + \gamma - \varphi') = u_s(-\pi - \gamma + \varphi'). \quad (8)$$

Introducînd notația:

$$\Phi = \varphi' - \gamma, \quad (9)$$

prin înlocuire în relația (6) se obține:

$$e^{-\delta\frac{\pi-\Phi}{\omega}} \cdot \sin(\gamma + 2\Phi) = e^{\delta\frac{\pi-\Phi}{\omega}} \cdot \sin\gamma.$$

După cîteva transformări se ajunge la relația finală:

$$\operatorname{tg}\gamma = \frac{e^{-\frac{2\delta}{\omega}(\pi-\Phi)} \cdot \sin 2\Phi}{1 - e^{-\frac{2\delta}{\omega}(\pi-\Phi)} \cdot \cos 2\Phi}. \quad (10)$$

Se cunoaște însă că defazajul capacitiv necesar asigurării polarizării inverse a tiristoarelor, care ies din conducție, este asigurat în condițiile unei frecvențe de comandă f_c mai mare decît frecvența proprie a circuitului oscilant de sarcină f; dezacordul celor două frecvențe, determinat de unghiul de fază forțat γ, se poate calcula din relația:

$$\frac{f_c}{f} = \frac{\pi}{\pi - \Phi}. \quad (11)$$

Din relația (11) se obține:

$$\Phi = \pi\left(1 - \frac{1}{f_c/f}\right), \quad (12)$$

iar în continuare:

$$\frac{2\delta}{\omega}(\pi - \Phi) = \frac{2 \cdot \pi \cdot \beta}{\frac{f_c}{f}\sqrt{1-\beta^2}}. \quad (13)$$

Înlocuind relațiile (12) și (13) în relația (10) se obține [4]:

$$\operatorname{tg}\gamma = \frac{e^{-\frac{2\pi\beta}{\frac{f_c}{f}\sqrt{1-\beta^2}}} \cdot \sin 2\cdot\pi\left(1 - \frac{1}{f_c/f}\right)}{1 - e^{-\frac{2\pi\beta}{\frac{f_c}{f}\sqrt{1-\beta^2}}} \cdot \cos 2\cdot\pi\left(1 - \frac{1}{f_c/f}\right)}. \quad (14)$$

Ținînd seama de (7), relația (14) permite calculul timpului de polarizare inversă:

$$t_i = \frac{1}{2\cdot\pi f} \cdot \operatorname{arctg}\beta, \quad (15)$$

în care $\beta = \operatorname{tg}\gamma$.

Relația (15) prezintă dezavantajul că pentru determinarea timpului de polarizare inversă trebuie cunoscută frecvența f a circuitului oscilant de sarcină. În general însă, se impune frecvența de lucru (de comandă f_c), urmînd ca raportul f_c/f să fie astfel determinat încît să se asigure o valoare minimă necesară a lui t_i pentru un anumit grad de amortizare a sarcinii β.
Avînd în vedere aspectele menționate și pentru a generaliza utilizarea rezultatelor furnizate de relațiile (14) și (15) este util să se introducă raportarea timpului de siguranță la semiperioada corespunzătoare frecvenței de comandă:

$$t_i^* = \frac{t_i}{T_{\frac{c}{2}}} = t_i \cdot \frac{\omega_c}{\pi}. \quad (16)$$

Luînd în considerație (16), relația (15) devine:

$$t_i = \frac{1}{\pi}\cdot\frac{f_c}{f}\operatorname{arctg}\beta, \quad (17)$$

permiţînd determinarea valorii raportate a timpului de polarizare inversă în funcţie de raportul f_c/f şi gradul de amortizare β al sarcinii, ultimul putînd fi calculat cu relaţia :

$$\beta \approx \frac{\cos \varphi}{2\sqrt{1-\cos^2 \varphi}}, \qquad (18)$$

în care φ este factorul de putere al sarcinii $R - L$.

Relaţia (17) este reprezentată grafic în figura 3, care evidenţiază existenţa unui maxim pentru valori diferite ale raportului f_c/f, maxim care scade odată cu creşterea lui β.

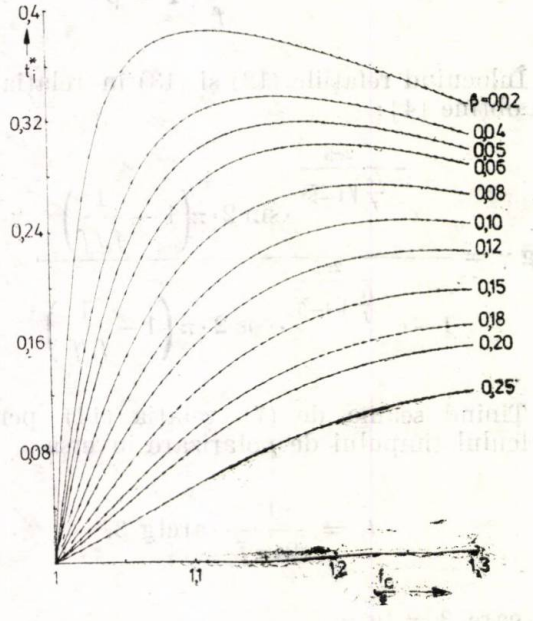


Fig. 3. Valoarea raportată a timpului de siguranţă t_i^* funcţie de raportul f_c/f (parametrul : gradul de amortizare al sarcinii β).

Curbele indicate în figura 3 pot fi utilizate în felul următor :

— se dă instalaţia de încălzire prin inducţie care trebuie alimentată prin convertorul static (se cunosc R, L şi f_c) ;

— se cunosc caracteristicile tiristoarelor ce urmează a fi montate în invertor (respectiv timpul de refacere t_q) ;

— cu relaţiile (1) şi (18) se calculează timpul de polarizare inversă necesar şi gradul de amortizare ;

— figura 3 permite determinarea raportului f_c/f care asigură funcţionarea corespunzătoare a invertorului ;

— cunoscînd f_c şi f_c/f se poate determina f, iar apoi valoarea condensatorului C de compensare a sarcinii.

În acelaşi timp curbele date permit analiza influenţei exercitată de modificarea parametrilor sarcinii în timpul procesului de încălzire, modificare reflectată în variaţia lui β.

3. Concluzii

Caracteristicile timpului de polarizare inversă raportat, prezentate în lucrare, constituie un auxiliar preţios în calculele de dimensionare ale unui invertor monofazat cu compensare paralel a sarcinii pentru încălzirea prin inducţie. De asemenea, ele permit analiza comportării ansamblului invertor-sarcină pe parcursul procesului de încălzire.

Bibliografie

[1] *Comşa, D.* şi *Pantelimon*, L. Electrotermie. EDP, Bucureşti, 1979.

[2] *Comşa, D.* Instalaţii electrotermice industriale. E.T. Bucureşti, 1986.

[3] *Chindriş, M.*, ş.a. Modelarea analitică a unui convertor static de medie frecvenţă cu compensare în paralela sarcinii, prin relaţii intrare — stare — ieşire. În : EEA-Electrotehnica **34**, nr. 1, 1986 p. 33—38.

[4] *Chindriş, M.* Convertoare în punte cu tiristoare pentru alimentarea în medie frecvenţă a sarcinilor inductive monofazate. Teză de doctorat. Cluj-Napoca, 1986.

[5] *Hassan, M.* Untersuchung von Schwingkreisumrichter mit Thyristoren für induktive Erwärmungszwecke. Elektrowärme Institut Essen e.V., Essen.

CZ 678.763 : 541.13

POLIMERI ELECTROIZOLANȚI
CLASIFICARE POLIMERI

Contribuții la clasificarea polimerilor electroizolanți

GRIGORE NICOLA* — BUCUREȘTI

Dezvoltarea industriei electrotehnice și electronice impune în prezent, ca o necesitate, clasificarea polimerilor, în funcție de domeniul de utilizare și de indicele lor de temperatură, respectiv de clasa de izolație a polimerului sau a elastomerului.

Polimerii și elastomerii nu se pot utiliza ca atare decît rareori, și atunci numai pentru scopuri speciale și cu aplicații restrînse.

O clasificare a polimerilor folosiți în electrotehnică și electronică nu s-a făcut pînă în prezent.

Alegerea corectă a unui polimer în fabricația de izolanți electrici este condiționată de o mulțime de factori, dintre care se menționează structura chimică a polimerului (conferă proprietățile izolante, rezistența termică, respectiv clasa de izolație a izolantului electric), structura agentului de reticulare sau de flexibilizare, natura agentului de armare sau de umplutură etc. Aceștia conferă materialului izolant proprietățile izolante, mecanice și termice.

Scopul acestei lucrări este de a da informații fabricantului de polimeri și de mase plastice, ca și constructorului de mașini și aparate electrice și electronice asupra clasei de izolație a polimerului. Clasificarea polimerilor electroizolanți poate fi făcută și în funcție de domeniul de utilizare, ca de exemplu, *polimeri pentru lacuri, polimeri pentru mase plastice, polimeri pentru mase de presare, polimeri pentru materiale stratificate* etc., ținîndu-se însă seama de structura lor chimică și de proprietățile finale ale izolantului electric. În cele ce urmează se propun principalele clasificări ale polimerilor utilizați în electrotehnică și electronică, avînd ca bază diferite criterii.

1. *Clasificarea după natura legăturilor chimice prezentate în polimeri cuprinde* :

• Polimeri anorganici. Aceste tipuri de polimeri se caracterizează prin absența atomilor de carbon în lanțul polimerului. Sînt însă constituiți din atomi de metaloizi, de metale, care, de multe ori, sînt legați între ei, sau prin atomi de oxigen. Aceștia formează, în final, polimeri cu structură liniară sau reticulată. În această grupă de polimeri sînt cuprinse următoarele materiale electroizolante : mica, azbestul, sticla, ceramica etc.

Tot în această mare grupă de produse sînt cuprinse și materialele de umplutură, folosite la fabricarea maselor de presare, maselor de turnare, vopselelor etc. Toate aceste substanțe polimere conferă izolanților electrici organici o înaltă rezistență termică.

Toți polimerii anorganici folosiți ca izolanți electrici conferă o înaltă rezistență termică și un indice de temperatură mai mare de 220 °C.

• Polimeri organici sau organopolimeri. Aceștia constituie în prezent principalul component al izolanților organici. În funcție de structura lor chimică, ei conferă izolanților electrici un indice de temperatură ce variază de la 60° (polietilenă) la 235° (poliimide, politetrafluoretilene, polihidantoine etc.).

2. *După starea de agregare a polimerului, la temperatura ambiantă, se deosebesc* :

• Polimeri lichizi. În această grupă sînt cuprinși polimeri care, la temperatura mediului ambiant, sînt lichizi. Ei sînt utilizați, de obicei, ca mediu izolant în construcția transformatoarelor, întrerupătoarelor, condensatoarelor etc. Principalele tipuri de polimeri de acest tip folosiți în electrotehnică și electronică sînt uleiurile siliconice, poliizobutilenele lichide etc.

• Polimeri solizi, adică polimeri neprelucrați, care, la temperatura camerei, se găsesc sub formă solidă sau de consistența cerii de albine. În această grupă sînt cuprinși marea majoritate a polimerilor și elastomerilor utilizați în electrotehnică. Ca polimeri de consistența cerii, utilizați în electrotehnică și electronică, se menționează componentele polimere utilizate la turnare (înglobarea diferitelor piese) ca, de exemplu, rășinile epoxidice, poliesterice, elastomerii siliconici etc.

3. *După forma de prezentare finală a polimerului sau a produselor derivate din acesta se disting** :

• Polimeri termoplastici. În această grupă de produse sînt cuprinși polimeri sau produsele derivate din aceștia, care sub acțiunea căldurii și (sau) presiunii se înmoaie și curg. Toți acești polimeri se pot prelucra pe mașini de injecție și extrudere clasice exceptînd politetrafloretilena, care are o tehnologie specială. Cînd polimerii sînt prelucrați cu umpluturi, plastifianți și alte materiale ei sînt cunoscuți sub denumirea de „mase plastice" sau „materiale plastice". Toate produsele prelucrate sau neprelucrate își mențin proprietatea esențială de a se înmuia, cunoscută sub denumirea de „termoplasticitate". În general, în această grupă de produse sînt cuprinși polimerii obținuți prin reacția de polimerizare.

* ICPE — București.

* O astfel de clasificare a polimerilor a fost făcută atît pe plan național, cît și internațional [1, 2, 3, 4, 5].

Tot în această clasă de produse pot fi clasificați și elastomerii, întrucît ei se obțin prin reacția de polimerizare (excepție făcînd poliuretanii, siliconii etc.). Elastomerii se prelucrează prin metodele clasice folosite la prelucrarea polimerilor termoplastici.

• Polimeri termoreactivi. În această subgrupă sînt cuprinși polimerii aflați în stadiul A sau B care, sub acțiunea în continuare a temperaturii și/sau presiunii, sau numai a temperaturii, nu se mai înmoaie, ci se descompun. În această fază, polimerii au o structură în rețea tridimensională, care le conferă rezistența la temperatură.

Practic, gradul de reticulare a unui polimer este dat de raportul dintre valoarea rezistenței la încovoiere la temperatura clasei de izolație și rezistența la încovoiere determinată la temperatura camerei. Pentru ca un polimer să fie corespunzător unei clase de izolație este necesar ca acest raport să nu scadă sub 50% [6]. Tot în această grupă de produse sînt cuprinse și produsele polimere care se întăresc (reticulează) la temperatura camerei în prezența sau absența presiunii. De obicei, pentru reticulare se folosesc diferiți agenți de reticulare, iar uneori, chiar energia iradiantă. În această grupă de produse sînt cuprinși polimerii obținuți prin reacția de policondensare sau prin reacția de poliadiție. Dintre polimerii obținuți prin reacția de policondensare se menționează polimeri fenoloformaldehidici, melaminoformaldehidici, poliesterici, poliimidici etc. Dintre polimerii obținuți prin reacția de poliadiție se menționează polimerii epoxidici, poliuretanici etc.

4. După domeniul de utilizare și proprietățile lor principale :

Această clasificare este bazată pe proprietățile principale pe care le conferă polimerul izolantului electronic. O clasificare a polimerilor în funcție de domeniul de aplicare și de proprietățile lor finale a fost, de asemenea, prezentată în lucrarea [7].

În cele ce urmează se propune o clasificare a polimerilor în funcție de domeniul de utilizare și de proprietățile lor principale. O astfel de clasificare a mai fost prezentată în [8].

4.1. Elastomeri. În această subgrupă de produse sînt cuprinși polimerii, care după prelucrare, de obicei prin vulcanizare, prezintă proprietatea de a se deforma elastic. Tot în această subgrupă de produse sînt cuprinși și elastomerii termoplastici. Indiferent de tip, elastomerii sînt utilizați la izolarea cablurilor și conductorilor. Alte tipuri, ca de exemplu elastomerii siliconici și poliuretanici, sînt utilizați la fabricarea de izolații flexibile [7], [9].

În tabelul 1 sînt prezentate principalele tipuri de elastomeri pe clase de izolație, utilizați în electrotehnică și electronică.

Tabelul 1

Nr. crt.	Tipul de elastomer utilizat	Clasa finală de izolație
1	Cauciuc natural	Y* sau A**
2	Cauciuc polizoprenic	Y* sau A**
3	Cauciuc policloroprenic	Y* sau A**
4	Cauciuc poliacrilonitrilic	Y* sau A**
5	Cauciuc polietileno-propilenic ***	A** sau E****
6	Cauciuc poliizobutilenic sau butilic***	A** sau E****
7	Cauciuc polibutandienostirenic	A** sau Y*
8	Cauciuc acrilobutandienostirenic	A**
9	Cauciuc etilenoacrilic ***XX	A** sau E****
10	Polietilenă sulfonată	Y* sau A**
11	Polietilenă clorosulfonată	Y* sau A**
12	Cauciucuri poliuretanice	E**** sau B*****
13	Cauciucuri polisulfonice XX	B***** sau F******
14	Cauciuc polinorborenic XX	F****** sau H******
15	Cauciucuri fluorurate	F****** sau H*******
16	Cauciucuri siliconice	F****** sau H*******

Legendă

Y* — indice de temperatură sub 90°,
XX — aplicații reduse,
A** — indice de temperatură peste 105°,
*** — termoplastic,
E*** — indice de temperatură peste 120°,
B**** — indice de temperatură peste 120°,
F**** — indice de temperatură peste 155°,
H****** — indice de temperatură peste 180°.

Elastomerii sînt obținuți din sinteza diferiților monomeri sau amestecuri de monomeri, în prezența catalizatorilor specifici. Elastomerii sintetici se pot obține prin reacția de policondensare sau de poliadiție. Elastomerii se pot folosi ca atare, sub formă termoplastică sau se vulcanizează la temperatură sau prin iradiere.

4.2. Materiale termoplastice. În această subgrupă sînt cuprinși polimerii sau produsele cunoscute sub denumirea de „materiale termoplastice". Unii polimeri sînt folosiți ca atare sau li se adaugă diferite substanțe, în scopul îmbunătățirii unor proprietăți specifice. Alți polimeri sînt folosiți la izolarea cablurilor și conductorilor electrici, iar alții la fabricarea diferitelor piese electroizolante, folosite în construcția mașinilor și aparaturii electrice și electronice.

În scopul creșterii rezistențelor mecanice și termice polimerii sînt armați cu fibre minerale (sticlă). Prin această operație se obțin piese izolate cu o mare rezistență la șoc și cu un indice de temperatură superior produsului nearmat. Polimerii cu o structură stereoregulată conferă izolanților electrici excelente proprietăți electrice la frecvențe și la tensiuni înalte. Ca exemplu se menționează polietilena, polipropilena, politetrafluoretilena etc. O altă categorie de polimeri sînt folosiți pentru obținerea de folii electroizolante, destinate fabricației de cabluri și de conductori electrici, cît și pentru fabricarea izolațiilor flexibile.

Tabelul 2

Nr. crt.	Tipul de polimer sau derivatul acestuia	Clasa finală de izolație a polimerului	Aplicații speciale
1	Esterii și eterii celulozei	Y* sau A**	F
2	Policlorura de vinil, PVC și derivate	Y*	F
3	Polietilena, PE, și derivate	Y*	F
4	Polietilena reticulată	A** sau E***	
5	Polipropilena, PP	Y*	F
6	Polistiren, PS și derivate	Y*	F A
7	Poliacetali	A**	A
8	Poliamide, PA, 6; 6,6; 11; 12	A**	A
9	Policarbonați, PC	E***B****	A
10	Polisulfone, PPS	F*****	A
11	Polifenilenoxidul, PPO	F*****	
12	Poliesteri tereftalici, PET	E*** B****	F A
13	Politetrafluoretilena, PTFE, Teflon	H******	F A
14	Poliamidimide	F*****H******	
15	Poliimide	H****** *******	F
16	Polihidantoine	H****** *******	F

Legendă
F — produsul se poate trage în folii electroizolante,
A — produsul se poate arma cu fibre de sticlă,
******* — indice de temperatură peste 220°C.

În tabelul 2 sînt prezentate principalele tipuri de polimeri termoplastici, utilizați în electrotehnică și electronică.

Așa cum s-a mai arătat, materialele termoplastice se obțin prin prelucrarea acestor tipuri de polimeri cu diferite materiale ce servesc ca materiale de umplutură. Acestea se folosesc în scopul reducerii prețului de cost, sau în scopul îmbunătățirii unor caracteristici pe care polimerul ca atare nu le-a avut inițial. Tehnologia de prelucrare a polimerilor va fi prezentată în lucrarea [9].

4.3. Materiale de policondensare. În această subgrupă de produse sînt cuprinse materialele care conțin un polimer sau un copolimer, obținut prin reacția de policondensare, a substanțelor monomere de aceeași natură, sau de natură diferită, ce au o funcționalitate egală sau mai mare de 2, în prezența unei surse activatoare, denumită catalizator de reacție, cu eliminarea, în final, a unei substanțe cu o masă moleculară mică (apă, alcool, acid, formaldehidă etc.). În funcție de structura moleculară și de caracteristicile finale ale polimerului materialele de policondensare se pot clasifica la rîndul lor în:

— materiale polimere cu structură liniară. Acestea sînt similare materialelor termoplastice și au aplicații speciale în domeniul lacurilor pentru conductorii emailați, adezivi, izolații, flexibile, izolații flexibile combinate etc. Uneori aceste materiale polimere se pot reticula cu ajutorul unui agent de reticulare în prezența catalizatorilor sau prin iradiere cu surse active;

— materiale polimere termoreactive. Se obțin prin policondensarea concomitentă a substanțelor monomere, cu o funcționalitate mai mare de 2 și care, în final, conduc la polimeri cu o structură tridimensională sau în rețea. Aceste tipuri de materiale sînt cunoscute în literatura de specialitate sub denumirea de „materiale termoreactive" sau de „materiale termoreticulabile". Polimerii de acest tip, în timpul prelucrării, trec prin 3 faze principale:

— faza A sau stadiul A, polimerii aduși în această fază sînt solubili în solvenți organici. În general, toți polimerii utilizați în electrotehnică se găsesc în această fază, ca atare sau dizolvați într-un solvent organic, specific structurii polimerului. Polimerii au o masă moleculară mică și sînt termoplastici;

— faza B sau stadiul B. Polimerii aduși în această fază sînt insolubili în solvenți organici. De obicei, în această fază se aduc polimerii utilizați la fabricarea maselor de presare, materialelor stratificate etc., care apoi sînt presați în prezența temperaturii;

— faza C sau stadiul C. De fapt aceasta este faza la care se tinde să se ajungă în final, la toate rășinile obținute prin reacția de policondensare. În această fază a reacției, produsele nu se mai dizolvă în soluții de acizi sau baze și nici nu se mai înmoaie. Sub acțiunea îndelungată a căldurii rășinile se descompun. Materialele izolante în această fază posedă bune proprietăți mecanice, electrice și termice. În tabelul 3 se prezintă principalele tipuri de polimeri obținuți prin reacția de policondensare, pe clase de izolație și aplicații.

5. După locul, scopul și metoda de utilizare a izolantului polimerii pot fi clasificați astfel:

5.1. Polimeri pentru mase de turnare. Masele de turnare, sînt produsele care se obțin prin turnarea amestecului de turnare într-o formă de turnare și apoi tratate o perioadă bine determinată, fie la temperatura ambiantă, fie la o temperatură mai mare decît temperatura ambiantă. După întărire forma este îndepărtată și rămîne piesa care a fost turnată. Polimerii utilizați pentru fabricarea maselor de turnare sînt prezentați în tabelul 4.

5.2. Polimeri pentru lacuri, vopsele și adezivi electroizolanți. Polimerii folosiți pentru fabricarea acestor produse au fost prezentați în lucrarea [8].

5.3. Polimeri pentru materiale stratificate. Materialele stratificate sînt produsele obținute prin presarea diferitelor tipuri de suporturi izolate, impregnate, în prezența temperaturii. De obicei, suporturile izolante anorganice cresc clasa de izolație a polimerului cu cel puțin un ordin de mărime. Tot în această clasă de produse sînt cuprinse și materiale stratificate rulate sub formă de tuburi, cilindri și bare de diferite

Tabelul 3

Nr. crt.	Tipul de polimer sau derivatul acestuia	Clasa de izolație a polimerului cu structură tridimensională	Aplicații speciale
0	1	2	3
1	Fenoloformaldehidici		
	— de tip novolac sau termoplastic	A, E, B	MP ; MS ; L
	— de tip crezolic sau termoreactivi	„	„
2	Melaminoformaldehidici		
	— cu structură liniară	A, E, B,	„
	— cu structură reticulabilă		
3	Poliesteri		
	— poliesteri liniari	A, E	F*, A*, L, Ad
	— poliesteri reticulabili	A, E, B, F	MP
	— poliesteri nesaturați	A, E, B	MP, MT
4	Epoxidici		
	— liniari	A, E	Ad, L
	— reticulabili	A, F, B, F	MT, MP, L, Ad
5	Poliuretanici		
	— liniari	A, E	MT, Ad
	— reticulabili	A, E, F	L, Ad
6	Poliamide		
	— alifatice liniare	A, E	A, Ad
	— aromatice liniare	F	L, Ad, F
	— aromatice reticulabil	F, H	L, Ad
7	Policarbonați	B, F	A, F
8	Siliconi		
	— liniari	F	L, Ad
	— reticulabili	F, H	L, Ad
9	Poliamidimide		
	— termoplastici	F	L, Ad
	— reticulabili	F, H	L, Ad
10	Poliesterimide		
	— termoplastici	H	L, Ad
	— reticulabili	H	L, Ad
11	Poliimide		
	— termoplastice	H, *	F*, L, Ad
	— reticulabili	„	„
12	Polibenzimidazoli		
	— termoplastici	H, *	L, Ad, MP
	— reticulabili	„	„
13	Polihidantoinici		
	— liniari termoplastici	H, *	F*, Ad, MP
	— reticulabili	H, *	L, Ad

Legendă

MP — masă de presare,
MS — material stratificat,
L — lacuri,
F* — folie,
A* — armat,
Ad — adeziv,
MT — masă de turnare,
* — indice de temperatură > 220°C.

profile. În tabelul 5 se prezintă principalele tipuri de polimeri folosiți la fabricarea materialelor stratificate electroizolante.

Tot în această grupă sînt cuprinși și polimerii, folosiți la fabricarea materialelor stratificate placate cu cauciuc sau a materialelor stratificate

Tabelul 4

Nr. crt.	Tipul de masă de turnare	Tipul de polimer utilizat	Clasa sistemului de izolație
1	Masă izolantă bituminoasă	bitum	Y
2	Masă izolantă nebituminoasă	colofoniu	Y
3	Masă de turnare poliolefinică	polibutene	Y
4	Masă de turnare poliesterică nesaturată	poliesteri nesaturați	Y, A, E
5	Masă de turnare, înglobare și încastrare, poliuretanică	Poliuretani elastomeri	E, B
6	Masă de turnare, înglobare și încastrare epoxidică	epoxizi	A, E, B, F
7	Mase de turnare fluorurate	politetrafluoretilena, siliconifluorurați elastomeri fluorurați	H, *
			F, H

Tabelul 5

Nr. crt.	Tipul de polimer sau derivatul acestuia	Clasa sistemului de izolație
1	Fenoloformaldehidic	A, E, B
2	Melaminoformaldehidic	A, E, B
3	Poliesteri nesaturați	A, E, B
4	Epoxidici normali, bromurați și cicloalifatici	A, E, B, F
5	Siliconici	F, H, *
6	Poliimidici inclusiv bismaleimidici	F, H, *

placate cu cupru, folosite la fabricarea circuitelor imprimate și integrate.

5.4. Polimeri pentru izolații flexibile. În această grupă sînt cuprinse produsele care se obțin prin lăcuirea hîrtiilor sau a țesăturilor textile. Polimerii folosiți pentru fabricarea unor asemenea produse trebuie să aibă o înaltă flexibilitate, iar produsele nu trebuie să-și reducă proprietățile lor după îndoirea la 180° și apăsarea cu un cilindru cu Φ 50 mm și G 2 000 g, la o valoare mai mică de 50% față de valoarea lor inițială (determinată la temperatura camerei) neîndoit [II]. Principalele tipuri de polimeri folosiți la fabricarea izolațiilor flexibile sînt prezentați în tabelul 6.

5.5. Polimeri pentru izolații flexibile combinate. În această grupă sînt cuprinse produsele flexibile obținute prin cașerarea de diferite tipuri de suporturi flexibile sub formă de hîrtie, folie sau țesătură.

În tabelul 7 se prezintă principalele tipuri de polimeri folosiți.

5.6 Polimeri pentru acoperirea (emailarea) conductorilor.

Tabelul 6

Nr. crt.	Tipul de polimer sau derivatul acestuia	Clasa sistemului de izolație
1	Produsele pe bază de produse naturale (uleiuri vegetale polimerizate)	Y, A
2	Poliuretani liniari	E, B, F
3	Epoxidici modificați, liniari	A, E, B, F
4	Poliesteri modificați	A, E, B, F
5	Siliconici (elastomeri și rășini)	F, H, *
6	Poliimide liniare	H, *
7	Politetrafluoretilena	*

Tabelul 7

Nr. crt.	Tipul de polimer sau derivatul acestuia	Clasa sistemului de izolație
1	Fenoloformaldehidic modificat și flexibilizat	A, E, B
2	Poliuretanic cu structură liniară	E, B, F
3	Poliestric modificat	B, F
4	Epoxidic și epoxidic modificat	E, B, F
5	Siliconic și soliconic modificat	F, H, *

În această grupă de produse sînt cuprinși polimerii folosiți la fabricarea lacurilor de emailare sau de acoperire a conductorilor electrici, care sînt folosiți în construcția bobinajelor pentru transformatoare, mașini și aparate electrice. În tabelul 8 sînt prezentate principalele tipuri de polimeri folosiți la fabricarea lacurilor de emailare.

Tabelul 8

Nr. crt.	Tipul de polimer sau derivatul acestuia	Clasa sistemului de izolație
1	Polivinilic, modificat cu rășini fenolice, epoxidice, diizocianați sau poliesterimidic	A, E, B, F,
2	Poliuretanic pentru frecvențe înalte	E, B
3	Poliesteri ca atare sau modificați	B, F
4	Poliesterimidic clasic	F, H
5	Poliamidimidic, poliimidic, polihidantoine	H, *

5.7 Polimeri pentru mase de presare. Prin mase de presare se înțeleg produsele obținute sub formă de pulberi sau sub altă formă, care în prezența căldurii și presiunii în matrițe conduc la piese electroizolante. În funcție de natura umpluturii și a liantului-polimer se pot obține diferite tipuri de mase de presare. Amestecul de presare este tot o masă de presare care conține umplutură sub formă de bucățele, de fire sau de fibre. Ca lianți-polimeri se folosesc aceleași tipuri de polimeri utilizați la fabricarea materialelor stratificate (tabelul 5).

6. Clasificarea polimerilor în funcție de indicele de temperatură

O clasificare a polimerilor în funcție de indicele de temperatură este necesară, deoarece atît pe plan național, cît și internațional se fac cercetări în acest scop. Metodele de determinare a indicelui de temperatură sînt standardizate în multe țări, printre care și în țara noastră. Mai înainte polimerii au fost clasificați după diferite criterii de clasificare, însă la fiecare clasificare a fost menționat și indicele de temperatură, respectiv clasa de izolație a polimerului. În general, durata de viață a unui polimer este dependentă de structura polimerului, respectiv de gradul de cristalinitate, de natura forțelor de legătură existente etc. În cele ce urmează se va face o clasificare a polimerilor în funcție de indicele de temperatură (clasa de izolație) a polimerului.

6.1. Polimeri pentru clasa de izolație termică Y (min 90°).

Tabelul 9

Nr. crt.	Tipul de polimer sau componența polimeră	Aplicații principale în sistem izolant
1	Esterii și eterii celulozei	L, Ad, F, MP
2	Polietilena și produse derivate	F, MP, A
3	Policlorura de vinil și derivați	Izolare cabluri și cond.
4	Polistiren și derivați	MP, F, pentru IF
5	Poliamide (6, 66, 11, 12)	MP
6	Produse pe bază de bitum	MT și L
7	Polimeri pe bază de uleiuri vegetale	L, V
8	Colofoniu și derivații săi	MT, L
9	Cauciuc natural	Izolare cabluri și cond.
10	Cauciuc polibutadienic	,,
11	Cauciuc etilenpropilenic	,,
12	Cauciuc acrilic	MP; elastomer-izol. cabl.
13	Cauciuc policloroprenic	Izolare cabluri și cond.

În această grupă sînt cuprinși polimerii obținuți din produse naturale, cei realizați prin reacția de polimerizare, cu o temperatură de înmuiere sub 130°, elastomeri etc. În tabelul 9 se prezintă polimerii de clasa de izolație termică Y (min 90°).

6.2. Polimeri pentru clasa de izolație A (min 105°). Sînt cuprinși în clasa A de izolație termică acei polimeri care au o temperatură de înmuiere de peste 160°. Toți polimerii de clasă Y, pot să fie folosiți ca materiale plastice pentru clasa A, dacă conțin cel puțin 50% umpluturi sau armături anorganice (fibre de sticlă, fibre de azbest etc.). În tabelul 10 se dau polimerii de clasă A.

6.3. Polimeri pentru clasa de izolație E (min 120°C).

Pot fi folosiți ca polimeri pentru clasa de izolație E acei polimeri care în sistemul izolant

final conduc la un indice de temperatură mai mare de 120°C. Aceşti polimeri pot să fie utilizaţi pentru clasa B de izolaţie, dacă conţinutul lor în sistem este mai mic de 50%, iar umplutura, sau suportul depăşesc de 50%.

Tabelul 10

Nr. crt.	Tipul de polimer sau derivaţii lor	Aplicaţii principale
1	Cauciuc polietilenopropilenic	Izolare conductori electrici şi cabluri speciale
2	Cauciuc poliizobutilenic	,,
3	Cauciuc etilenoacrilic	,,
4	Cauciuc poliizobutilenic	Izolare cond. şi cabluri
5	Cauciuc poliuretanic	Înglobări şi turnări piese
6	Poliamide (6,66, 11, 12)	Piese izolante diverse auxiliare
7	Poliacetali	Piese izolante speciale
8	Polimeri epoxidici	Mase de turnare şi înglobare
9	Poliuretani	Spume şi diverse lacuri de acoperire
10	Polimeri fenoloformaldehidici	Mase de presare cu umplutură organică
11	Polimeri melaminoformaldehidici	Mase de presare şi materiale stratificate
12	Poliesteri nesaturaţi	Mase de presare şi mase de turnare
13	Shellac	Micanite şi prod. derivate
14	Răşini alchidice nemodificate	Lacuri de încleiere izolaţii
15	Polivinilformal	Lacuri de emailare, rezistente la uleiuri minerale
16	Polimeri naturali şi produse derivate reacţionate cu uleiuri vegetale	Lacuri izolante diverse
17	Colofoniu şi prod. derivate	Lacuri şi mase de turnare
18	Polietilena reticulată	Izolare cond. şi cabluri

În tabelul 11 se prezintă o serie de polimeri de clasă E.

Analizînd tabelele 9, 10 şi 11 se constată că rezistenţa termică a izolantului electric este dependentă de structura chimică a polimerului, de natura umpluturii sau a suportului folosit, de natura agentului de reticulare utilizat etc. Se menţionează că sistemele de izolaţie de clase Y, A şi E au aplicaţii din ce în ce mai restrînse în electrotehnica modernă.

6.4. Polimeri pentru clasa de izolaţie B (min 130°).

În această grupă de polimeri sînt cuprinşi polimerii care au un indice de temperatură mai mare de 130°. În tabelul 12 se prezintă polimerii de clasă, de izolaţie.

Nu sînt incluşi în aceste tabele toţi polimerii, deoarece au fost prezenţi mai înainte. Din cele prezentate mai înainte rezultă că numărul de

Tabelul 11

Nr. crt.	Tipul de polimer sau componenta polimeră	Aplicaţii ale sistemului izolant
1	Cauciuc polietilenpropilenic	Izolare conductori şi cabluri
2	Cauciuc etilen acrilic	,,
3	Cauciuc poliuretanic	Diverse piese izolante
4	Poliesteri nesaturaţi	Mase de presare izolante
5	Poliesteri saturaţi	Lacuri şi folii izolante
6	Poliamide armate (6, 66, 11,12)	Piese rezistente la şoc
7	Polietilenă reticulată	Izolare conductori şi cabluri
8	Polimeri acrilici modificaţi	Piese izolante de uz general
9	Policarbonaţi	Piese izolante şi folii izolante
10	Poliesteri nesaturaţi	Mase de presare, turnare şi materiale stratificate.
11	Poliuretani	Mase de turnare şi lacuri de emailare
12	Polimeri epoxidici	Mase de turnare, de presare şi materiale stratificate.
13	Polimeri fenoloformaldedehidici	Mase de presare şi materiale stratificate.
14	Polimeri melaminoformaldehidici	
15	Poliesteri nemodificaţi	Piese izolante şi folii
16	Poliacetali	Piese izolante diverse
17	Poliviniformal modificat	Lacuri de emailare
18	Elastomeri poliuretanici	Mase de turnare şi înglobare
19	Elastomeri termoplastici	Izolare conductori şi cabluri

Tabelul 12

Nr. crt.	Tipul de polimer sau componenta copolimeră	Aplicaţii ale sistemului de izolaţie
1	Polimeri acrilici speciali	Componente speciale pt. lacuri
2	Poliesteri nesaturaţi	Mase de presare, de turnare şi materiale stratificate.
3	Poliesteri tereftalici	Lacuri de emailare şi folii
4	Policarbonaţi	Piese izolante şi folii
5	Polimeriexpoxidici	Mase de turnare, presare şi materiale stratificate
6	Polimeri fenoloformaldehidici	Mase de presare şi materiale stratificate
7	Polimeri melaminoformaldehidici	Mase de presare şi materiale stratificate
8	Poliuretani şi elastomeri poliuretanici	Mase de turnare şi lacuri de emailare şi impregnare, adezivi etc.
9	Polimeri alchidici aromatici	Lacuri de impregnare şi acoperire
10	Polivinilformal modificat	Lacuri de emailare
11	Polifenilenoxid	Diverse piese izolante
12	Polisulfone	Folii şi mase de presare

polimeri disponibili azi se reduc cu cît creşte indicele de temperatură.

6.5. Polimeri pentru clasa de izolaţie termică F (min 155°).

În această clasă sînt cuprinşi polimeri sau copolimeri care nu îşi reduc proprietăţile mecanice în timpul expunerii la temperatură.

Drept criteriu pentru încercarea produselor izolante se menţionează, pentru materialele stratificate rezistenţa la încovoiere la temperatura clasei de izolaţie, aderenţa polimerului, în cazul folosirii lor la fabricarea lacurilor de impregnare, termoplasticitatea, în cazul folosirii lor pentru fabricarea materialelor termpolastice şi la cei folosiţi în fabricaţia lacurilor de emailare conductori etc. Dacă nu este îndeplinită această condiţie polimerul nu poate fi folosit pentru clasa de izolaţie termică respectivă. În cazul în care polimerii se amestecă între ei este necesar ca rezistenţa lor termică să fie cel puţin egală. Modificarea polimerului se poate face prin amestecare sau aliere, uneori această modificare se execută chiar în timpul sintezei polimerului. O asemenea tehnică este deseori întîlnită în sinteza polimerilor folosiţi la fabricarea lacurilor pentru acoperirea conductorilor electrici.

În tabelul 13 sînt prezentaţi polimeri cuprinşi în clasa F.

În cazul în care are loc modificarea polimerului este necesar ca polimerul cu clasa termică cea mai ridicată să fie în proporţie de cel puţin 50% faţă de polimerul modificat, cu condiţia încercărilor conform STAS 10514/1—1976.

Tabelul 13

Nr. crt.	Tipul de polimer sau componenta copolimeră	Aplicaţii ale sistemului izolant
1	Polimeri fenoloformaldehidici modificaţi	Mase de presare şi materiale stratificate
2	Polimeri epoxidici ca atare sau modificaţi	Mase de turnare şi materiale stratificate
3	Polisulfone polimere şi elastomere	Folii şi mase plastice
4	Siliconi polimeri şi elastomeri	Mase de presare, materiale stratificate, izolaţii flexibile etc.
5	Polimeri alchidici speciali	Componente lacuri izolante
6	Polimeri poliuretanici	Componente lacuri izolante
7	Polimeri poliamidici	Hîrtii izolante pt. izolaţii
8	Polifenilenoxid	Diverse aplicaţii
9	Poliimide modificate cu polimeri de clasă inferioară	Mase de presare şi materiale stratificate

6.6. Polimeri pentru clasa de izolaţie H (min 180°).

În această grupă sînt cuprinşi polimerii care au un indice de temperatură mai mare de 180°C. Polimerii din această grupă sînt utilizaţi în construcţia maşinilor şi aparatelor electrice care sînt supuse la solicitări termomecanice deosebite şi fiabilitate ridicată. Dintre cele mai importante aplicaţii se menţionează construcţia maşinilor pentru tracţiune electrică, CNE, foraj electric, maşini de ridicat, tehnica aeronautică şi aerospaţială etc. În tabelul 14 sînt prezentate principalele tipuri de polimeri utilizaţi pentru clasa H, de izolaţie termică.

Tabelul 14

Nr. crt.	Tipul de polimer sau componenta polimeră	Aplicaţii principale ale sistemului izolant
1	Polimeri şi elastomeri siliconici	Diverse aplicaţii industriale
2	Poliesterimide	Lacuri pentru emailare conductori
3	Polimeri epoxidici speciali	Lacuri de impregnare motoare
4	Polimeri poliimidici modificaţi	Lacuri de impregnare şi emailare conductoare
5	Polimeri metaloorganici	Catalizatori de reacţie
6	Polifluorcloretilena	Tuburi izolante flexibile
7	Poliimide termoplastice	Folii sintetice
8	Polihidantoina	,,

6.7 Polimeri pentru clasa de izolaţie termică (min 220°).

Această clasă de izolaţie cuprinde toţi polimerii organici care au un indice de temperatură mai mare de 220°. Această clasă de polimeri este cunoscută sub denumirea de ,,polimeri pentru temperaturi înalte şi ultraînalte''. Ei sînt folosiţi în tehnica aeronautică şi aerospaţială.

Tabelul 15

Nr. crt.	Tipul de polimer sau copolimer	Aplicaţii speciale industriale
1	Politetrafluoretilena	Diverse în toate domeniile
2	Polimeri poliamidimidici	Lacuri de emailare conductori
3	Polimeri organometalici	Diverse aplicaţii industriale
4	Polimeri polihidantoinici	Lacuri de emailare, folii
5	Polimeri poliimidici	Mase de presare, materiale stratificate, folii etc.
6	Polimeri polibenzimidazolici	Folii sintetice
7	Polimeri polifenilenici	Materiale termoplastice

Nu sînt cuprinşi în această lucrare polimerii anorganici (ceramica, sticla, azbestul, mica etc.). În tabelul 15 sînt prezentate principalele tipuri de polimeri cu indice de temperatură > 220°C.

În ţara noastră se fabrică în prezent toate tipurile de polimeri organici care acoperă toate clasele de izolaţie termică, exclusiv clasa C de

izolație care în prezent nu poate fi asigurată, din lipsa materialelor monomere necesare pentru sinteză. Polimerii de clasă H sînt în curs de cercetare.

Concluzii

1. Din cele prezentate în acest articol rezultă că polimerii se pot clasifica astfel :

— după structura lor chimică : polimeri organici și polimeri anorganici ;

— după starea de agregare : polimeri organici lichizi și polimeri organici solizi ;

— după comportarea la temperatură : polimeri termoplastici și polimeri termoreactivi ;

— după proprietățile lor finale : elastomeri, polimeri termoplastici, polimeri termoreactivi ;

— după domeniul de utilizare a izolantului electric :

— polimeri pentru mase de turnare, înglobare, încastrare ;

— polimeri pentru lacuri, adezivi și vopsele ;

— polimeri pentru materiale stratificate ;

— polimeri pentru mase de presare ;

— polimeri pentru izolații flexibile ;

— polimeri pentru izolații flexibile combinate ;

— după indicele de temperatură al polimerului sau al sistemului izolant :

— polimeri cu un indice de temperatură mai mare de 90°, clasa Y ;

— polimeri cu un indice de temperatură de minimum 105°, clasa A ;

— polimeri cu un indice de temperatură de minimum 120°, clasa E ;

— polimeri cu un indice e temperatură de minimum 120°, clasa B ;

— polimeri cu un indice de temperatură de minimum 155°, clasa F ;

— polimeri cu un indice de temperatură de minimum 180°, clasa H ;

— polimeri cu un indice de temperatură de minimum 220°.

Pentru toți polimerii, clasați după criteriile menționate mai înainte, s-a specificat clasa de izolație și domeniul principal de utilizare.

2. Numărul de polimeri disponibili azi scade cu cît crește indicele de temperatură.

3. Pe plan mondial sînt inițiate cercetări urmărind realizarea polimerilor electroconductori și pentru fibre optice.

Bibliografie

[1] *Popescu, C. Ifrim, A.* ș.a. Materiale electrotehnice. Proprietăți și utilizări. Ed. Tehnică, București, 1976.

[2] *Ifrim, A., Nolingher, P.* Materiale electrotehnice. Ed. Didactică și Pedagogică, București 1979.

[3] *Brikmann. C.* Isolierstoffe der Electrotehnik. Ed. Springer Verlag, 1975.

[4] *Clark, F. M.* Insulating materials for design and engineering Practice. New York. Ed. J. Willey and Sons, 1962.

[5] *Roth, I. R.* și *Roff, W. J.* Fibres films plastics and rubbers — Handbook. Ed. Batter Writter. Anglia.

[6] *Nicola, Gr.* Noi tipuri de materiale stratificate electrotehnice pentru clasa *F*. În : Materiale Plastice, vol. **12**, nr. 1, 1975, p. 46.

[7] *Nicola, Gr.* Studiul pieței interne de materiale electroizolante. Ministerul Educației și Învățămîntului, 1983.

[8] *Nicola, Gr.* Clasificarea lacurilor electroizolante. In : Electrotehnica, vol. **34**, nr. 1, 1986, p. 28.

[9] *Nicola, Gr.* Chimia și tehnologia polimerilor utilizați în electrotehnică și electronică. În curs de tipărire la Ed. Tehnică.

[10] *Nicola, Gr.* — Noi tipuri de polimeri folosiți în fabricația de izolații flexibile. În : Electrotehnica, **32**, nr. 6, 1984, p. 237.

CZ 621.3.043 :621.313.3

LEVITAȚIE MAGNETICĂ
STATOR — ARC
MAȘINI SINCRONE

Incercări pe model experimental pentru criotransmisia electrodinamică

IULIU DELEȘEGA* — TIMIȘOARA

Introducere

Problematica realizării unor mijloace de transport de mare viteză constituie un domeniu deosebit de actual în cercetarea internațională. Abordarea unor cercetări orientate în această direcție la noi în țară, cum ar fi cele de la Facultatea de Electrotehnică din Timișoara în colaborare cu Întreprinderea „Electroputere" din Craiova este marcată de numeroase realizări practice și de un aport teoretic substanțial. Utilizarea vehiculelor fără contact direct cu solul de tipul celor levitate și propulsate magnetic constituie una din direcțiile principale de cercetare, în care se înscrie și subiectul prezentei lucrări.

Realizarea funcțiilor concomitente de levitație, propulsie și ghidare electromagnetică este posibilă, printre altele, și la sistemul denumit criotransmisie electrodinamică [1]. Acest sistem constă dintr-un stator-arc trifazat care interacționează pe principiul motorului sincron cu un rotor alimentat în c.c., prevăzut cu înfășurări supraconductoare iar acest rotor, la rîndul său, interacționează pe partea inferioară, unde statorul este

* Dr. ing. *Deleșega, I.* — Institutul Politehnic — Timișoara.

deschis cu bobinele așezate într-o cale de levitație. În acest fel apar forțe de levitație și tracțiune între rotor și bobinele căii de levitație, iar dacă sistemul este dublat axial apar și forțe de ghidare față de o asimetrie în direcția axială. Deoarece construirea unui model experimental, care să implice înfășurări supraconductoare cu instalațiile criogenice aferente, depășește posibilitățile actuale, în cadrul prezentei lucrări s-a procedat la realizarea unui model nesupraconductor, la care, pentru a asigura funcționarea autonomă, a fost necesară utilizarea de miezuri feromagnetice, absente din soluțiile prevăzute cu supraconductoare. Deși prin aceasta comportarea electromagnetică a modelului diferă de cea a criotransmisiei electrodinamice, principiul de funcționare rămîne același, iar încercările experimentale efectuate constituie o inițiere în cunoașterea sistemului modelat, în verificarea practică a faptului că un astfel de sistem poate funcționa.

1. Modelul experimental

Părțile principale ale modelului experimental urmăresc îndeaproape concepția criotransmisiei electrodinamice (fig. 1).

Calculele efectuate asupra cîmpului magnetic, creat de o înfășurare rotorică nesupraconductoare în mediu neferomagnetic [2, 3], arată posibilitatea obținerii unei inducții magnetice radiale de valoare foarte mică, care nu ar fi suficientă nici pentru a pune în mișcare partea rotativă, nici pentru a evidenția vreun efect legat de calea de levitație. Din acest motiv modelul construit utilizează atît pentru stator, cît și pentru rotor miezuri feromagnetice. Aceste miezuri au fost realizate din tole de fabricație curentă prin ajustarea lor la forma cerută de un stator-arc, iar pe de altă parte la forma cerută pentru un rotor cu înfășurarea concentrată în poli (fig. 2). Intrefierul preconizat are valoare relativ mare (14 mm) în scopul includerii unei înfășurări bifazate dispusă pe un tambur din material nemagnetic, fixat liber-rotativ, față de întregul sistem, care constituie ecranul electrodinamic. Înzestrarea modelului experimental cu acest ecran a fost necesară din considerente legate de problema protecției înfășurărilor rotorice supraconductoare, de acțiunea cîmpurilor magnetice variabile care ar putea produce tranziția acestor înfășurări [4].

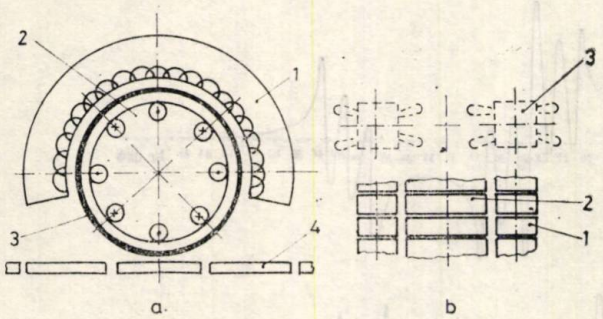


Fig. 1. Principiul criotransmisiei electrodinamice : a — vedere frontală : 1 — stator-arc trifazat ; 2 — rotor supraconductor ; 3 — ecran electrodinamic ; 4 — bobinele căii de levitație ; b — calea de levitație : 1 — bobină de levitație ; 2 — bobină de ghidare ; 3 — sistemul inductor dublu de pe vehicul.

Înfășurarea statorică realizată constă dintr-o înfășurare din dublu strat $w_2 = 16$ conductoare pe fază, $q_2 = 3$ crestături pe pol și fază și $2p+1 = 5$ poli. Înfășurarea rotorică corespunde la o solenație de $F_1 = 5\,500$ A. spire realizate pe $2p_1 = 8$ poli, iar înfășurarea ecranului este prevăzută cu înfășurare bifazată avînd $2p_e = 8$, $q_e = 3$ crestături pe pol și fază, în dublu strat cu $w_e = 14$ spire. În ceea ce privește bobinele din calea de levitație, acestea s-au executat pe miezuri dreptunghiulare nemagnetice cu $w_b = 2 \times 32$ conductoare.

Realizarea practică a modelului și includerea lui într-un stand de încercări, a necesitat rezolvarea a numeroase probleme constructive. Sistemul stator — ecran — rotor este construit axial dublat, pentru a permite verificarea efectelor de ghidare și are posibilitatea modificării independente a poziției relative axiale a fiecărei părți componente (în vederea reglării unei distanțe optime dintre ele). De asemenea, statoarele sînt integrate într-o soluție de stator basculant cu element dinamometric oferind posibilitatea măsurării directe a cuplului dezvoltat. Alimentarea ecranelor electrodinamice liber-rotative este realizată printr-un sistem frontal de perii-inele colectoare. Poziția bobinelor căii de levitație se poate modifica după trei direcții

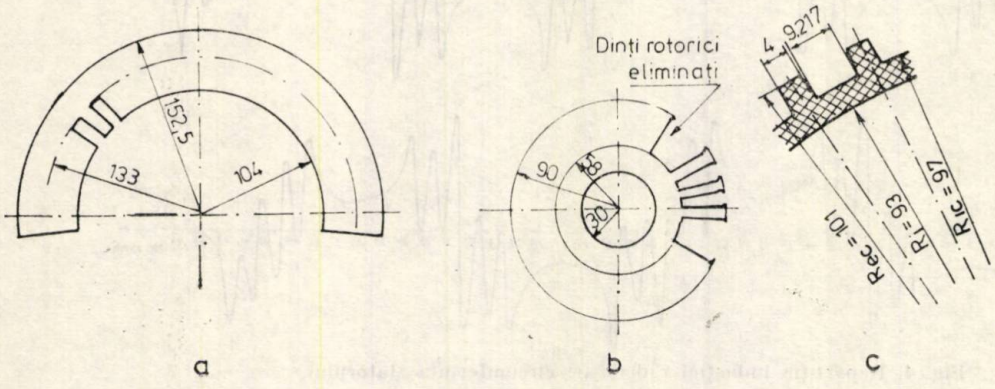


Fig. 2. Gabaritul elementelor principale :
a — stator ; b — rotor ;
c — ecran.

ortogonale. În felul acesta standul oferă posibilitatea efectuării unui larg cîmp de măsurători experimentale (fig. 3).

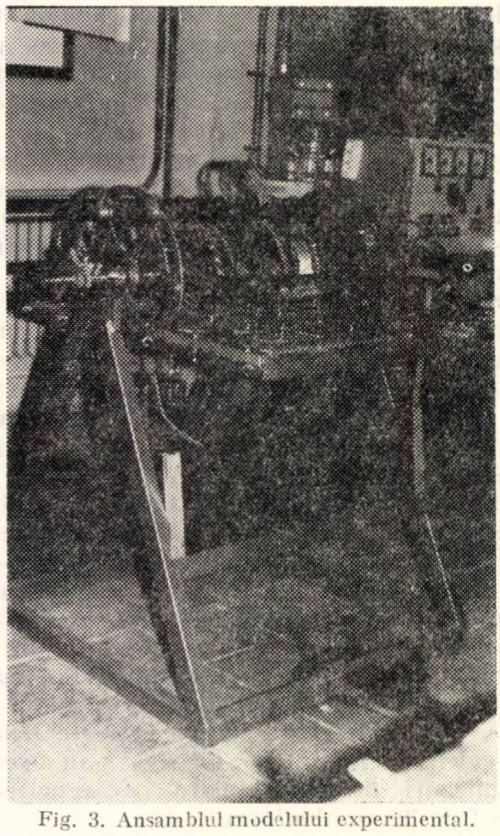


Fig. 3. Ansamblul modelului experimental.

2. Încercări experimentale

Un prim interes a prezentat distribuţia inducţiei magnetice radiale create de un stator-arc trifazat. În acest scop s-a alimentat în curent continuu cîte o fază a acestuia şi s-a urmărit valoarea componentei radiale a inducţiei pe suprafaţa fiecărui dinte statoric la marginile acestor dinţi. Deoarece cercetarea vizează problemele legate de criotransmisia electrodinamică, pentru apropierea condiţiilor de distribuţie a inducţiei statorice cu ale acestuia, măsurătorile au fost efectuate cu rotorul feromagnetic scos, excluzînd astfel deformarea distribuţiei, datorită polilor feromagnetici proeminenţi din rotor. Desigur, influenţa fierului statoric nu s-a putut exclude. Distribuţia este cvasiperiodică, defazată în spaţiu pentru cele trei faze şi foarte diferită de o distribuţie sinusoidală (fig. 4). Se constată prezenţa clară a 4 din cei 5 poli, putîndu-se trage concluzia că al 5-lea pol este nesemnificativ în aceste condiţii.

În cele ce urmează sînt prezentate caracteristicile maşinii, privită ca un motor sincron cu stator-arc. Stabilirea acestor caracteristici conduce la concluzii legate de saturaţia unei astfel de maşini, de utilitatea ecranului electrodinamic în regim permanent de funcţionare şi de consideraţii energetice, pe baza acestora rezultînd clar necesitatea unei construcţii supraconductoare, neferomagnetice.

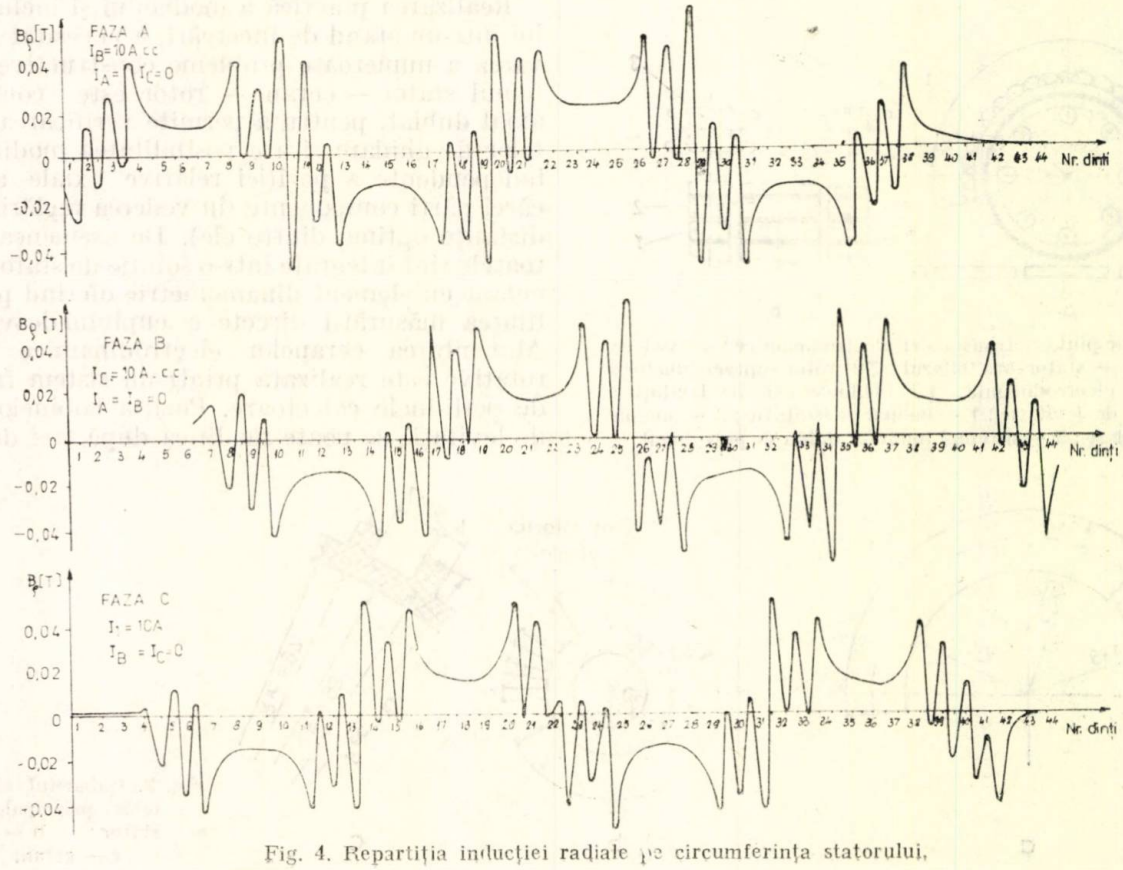


Fig. 4. Repartiţia inducţiei radiale pe circumferinţa statorului.

În figura 5 sînt prezentate caracteristicile de mers în gol, ridicate de diverse turații și, deci, frecvențe ale tensiunii induse. Aceste caracteristici se dovedesc a fi perfect liniare pentru domeniul curenților de excitație abordat, mașina cercetată nefiind deci saturată. Rezultă

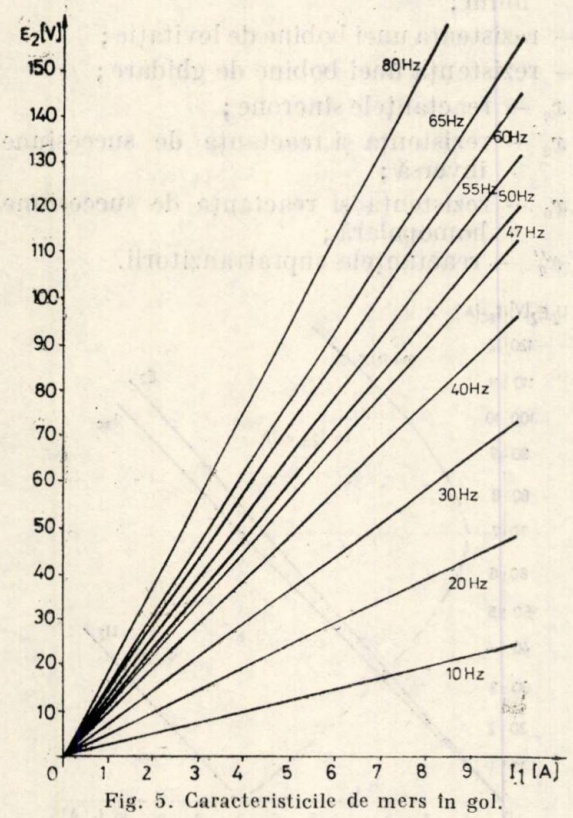


Fig. 5. Caracteristicile de mers în gol.

că, din punctul de vedere al utilizării materialului feromagnetic o astfel de mașină are rezerve importante. Eliminarea acestor rezerve ar necesita un flux de excitație foarte mare, care, în condițiile de gabarit dat cere înfășurări supraconductoare. Desigur, aceste înfășurări fac inoportună utilizarea mediilor feromagnetice.

Dependența de frecvență a caracteristicilor de scurtcircuit trifazat simetric (fig. 6) relevă faptul că reactanțele X_d, X_q și X_m sînt mult mai mici față de o mașină obișnuită, unde fenomenul respectiv se observă doar la frecvențe foarte mici. Rezultă concluzii identice în ceea ce privește utilizarea materialului feromagnetic, ca și la caracteristicile de mers în gol.

Variația pierderilor la mers în gol funcție de tensiunea indusă se poate urmări pe diagramele din figura 7. Cu linie plină sînt trasate pierderile măsurate cu înfășurările ecranului rotativ în scurtcircuit, iar cu linie întreruptă respectivele înfășurări lăsate în gol. Se observă mărirea acestor pierderi odată cu creșterea frecvenței. Pierderile suplimentare apărute datorită prezenței ecranului, rezprezintă un factor nedorit pentru mașinile cu înfășurări supraconductoare ducînd la încălzirea acestui ecran și deci implicit

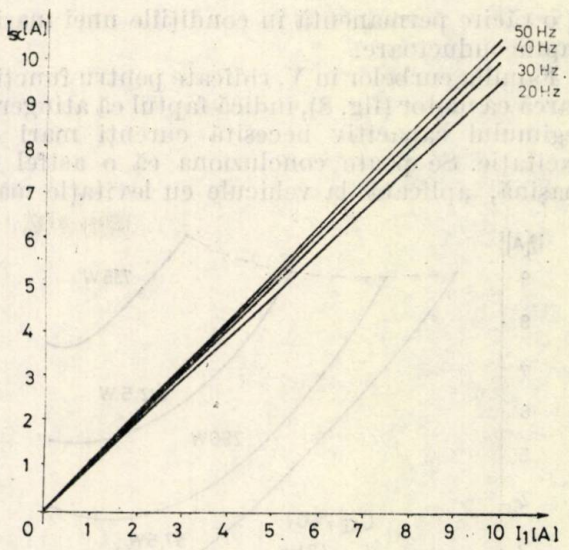


Fig. 6. Caracteristicile de scurtcircuit.

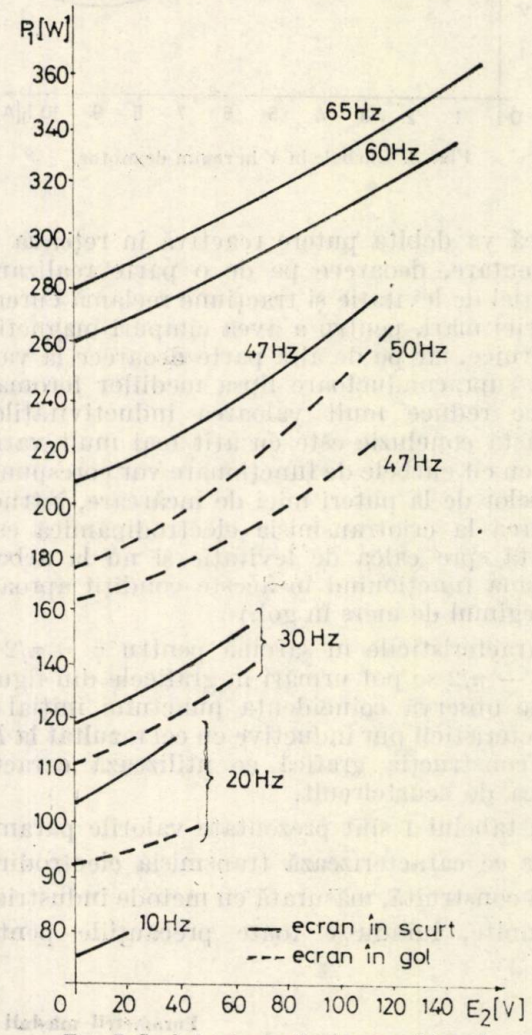


Fig. 7. Curbele pierderilor la mersul în gol.

la transmiterea unui flux termic către înfășurările supraconductoare. Întrucît la un ecran liber-rotativ aceste pierderi există în permanență, nu numai pe durata regimurilor tranzitorii, rezultă că un astfel de ecran necesită o izolare termică

și o răcire permanentă în condițiile unei mașini supraconductoare.

Familia curbelor în V, ridicate pentru funcționarea ca motor (fig. 8), indică faptul că atingerea regimului capacitiv necesită curenți mari de excitație. Se poate concluziona că o astfel de mașină, aplicată la vehicule cu levitație mag-

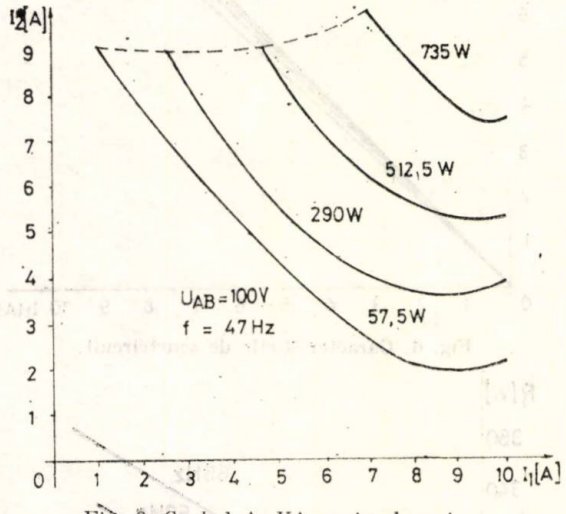


Fig. 8. Curbele în V în regim de motor.

netică va debita putere reactivă în rețeaua de alimentare, deoarece pe de o parte realizarea funcției de levitație și tracțiune reclamă curenți rotorici mari, pentru a avea cîmpuri magnetice puternice, iar pe de altă parte deoarece la varianta supraconductoare lipsa mediilor feromagnetice reduce mult valoarea inductivităților. Această concluzie este cu atît mai mult variabilă cu cît curbele de funcționare vor corespunde curbelor de la puteri mici de încărcare, întrucît puterea la criotransmisia electrodinamică este cedată spre calea de levitație și nu la arbore (mașina funcționînd în aceste condiții aproape de regimul de mers în gol.)

Caracteristicile în sarcină pentru $\varphi = \pi/2$ și $\varphi = -\pi/2$ se pot urmări în graficele din figura 9. Se observă coincidența punctului inițial al caracteristicii pur inductive cu cel rezultat la I_{2N} din construcția grafică ce utilizează caracteristica de scurtcircuit.

În tabelul 1 sînt prezentate valorile parametrilor ce caracterizează transmisia electrodinamică construită, măsurată cu metode industriale obișnuite, luîndu-se toate precauțiile pentru a limita erorile de măsurare sub 2%. Simbolurile din tabelul 1 au următoarele semnificații :

R_r — rezistența înfășurării rotorice ;
R_1 — rezistența înfășurării unei faze statorice ;
R_e — rezistența înfășurării unei faze a ecranului ;
R_L — rezistența unei bobine de levitație ;
R_G — rezistența unei bobine de ghidare ;
x_d, x_q — reactanțele sincrone ;
R_2, x_2 — rezistența și reactanța de succesiune inversă ;
R_0, x_0 — rezistența și reactanța de succesiune homopolară ;
x_d'', x_q'' — reactanțele supratranzitorii.

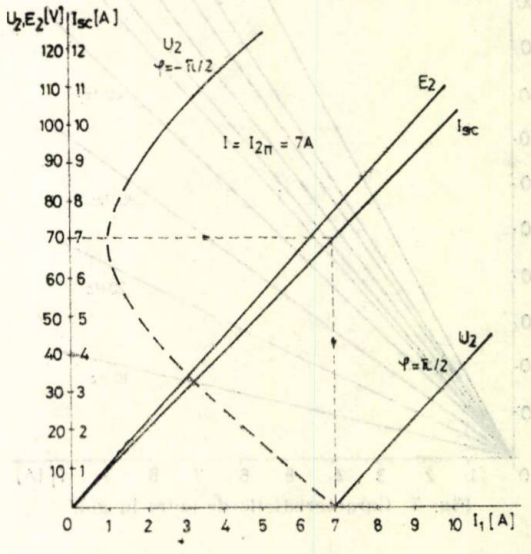


Fig. 9. Caracteristicile în sarcină.

Măsurătorile în vederea stabilirii randamentului arată că o pondere foarte importantă din puterea totală absorbită de mașină au pierderile în înfășurarea de excitație. Variația randamentului funcție de puterea utilă P_u în regim de motor se poate urmări pe figura 10, curba 1. Deoarece randamentul η al mașinii analizate reprezintă doar o parte din randamentul η_t al unei mașini fără pierderi în înfășurarea de excitație (mașină supraconductoare), rezultă că : $\eta = \eta_e \, \eta_t$. Atunci η_t semnifică, pentru mașina analizată, eficiența transferului de energie (curba 2, fig. 10), iar η_e eficiența corespunzătoare înfășurării de excitație (cu pierderi). Faptul că și valorile η_t sînt relativ mici, concordă cu

Tabelul 1

Parametrii mașinii experimentale (unități relative)

R_r	R_1	R_e	R_L	R_G	x_d	x_q	R_2	x_2	R_0	x_0	x_d''	x_q''
1,020	0,059	0,095	0,007	0,012	0 217	0,183	0,062	0,168	0,064	0,083	0,149	0,153

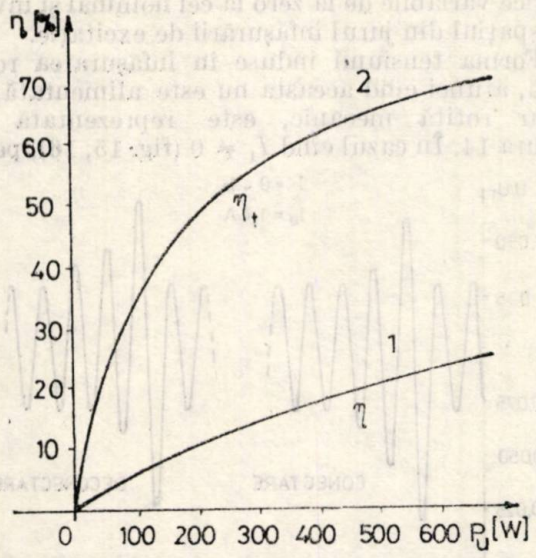


Fig. 10. Curbele randamentului total *1* și a eficienței transferului de energie *2*.

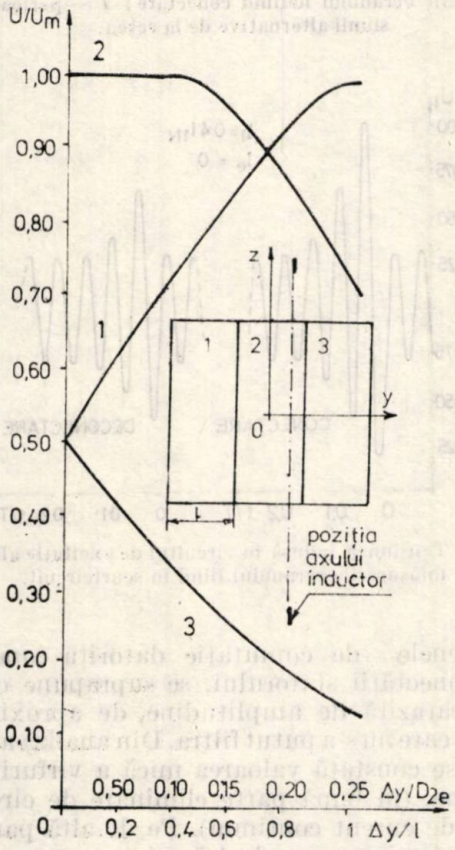


Fig. 11. Tensiunile induse în bobinele de levitație: U_m — valoarea maximă măsurată; D_{2e} — diametrul exterior al rotorului; l — lățimea bobinei.

observațiile referitoare la ineficiența utilizării miezurilor feromagnetice.

Interacțiunea dintre rotoarele transmisiei electrodinamice, în calitate de inductori și bobinele căii de levitație s-a urmărit prin intermediul (ensiunilor induse în aceste bobine măsurate, în vederea creșterii preciziei cu osciloscop. Forma acestor tensiuni fiind aproximativ sinusoidală, pentru comparații s-au considerat amplitudinile acestora raportate la cea mai mare dintre ele ($U_m = 1,2$ V).

În figura 11 este reprezentată dependența acestor tensiuni pentru trei din bobinele de levitație adiacente, funcție de deplasarea Δy pe direcția perpendiculară axului longitudinal al inductoarelor, direcție presupusă de înaintare a vehiculului față de calea de levitație. Se observă că micșorarea tensiunii induse în bobina 2 care se afla inițial simetric sub inductor, nu apare decît după ce s-a produs o deplasare $\Delta y = 0,4 - 0,5$ din lățimea l a bobinelor, iar la $\Delta y = 0,66\ l$, tensiunile induse în această bobină și cea care intră sub inductor *1* sînt egale, contribuția acestuia la levitație și tracțiune devenind preponderentă. Considerînd că forțele de levitație și de tracțiuune se datoresc

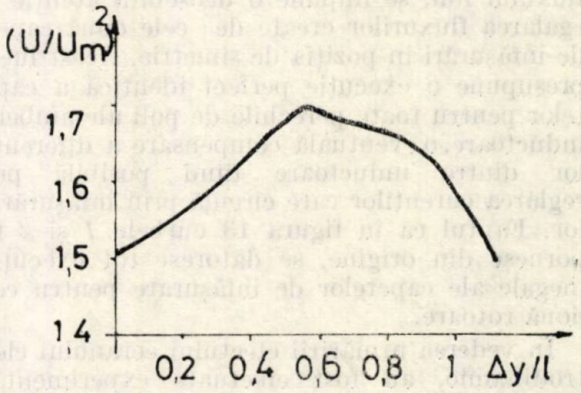


Fig. 12 Suma pătratelor tensiunilor induse în sistemul cu trei bobine.

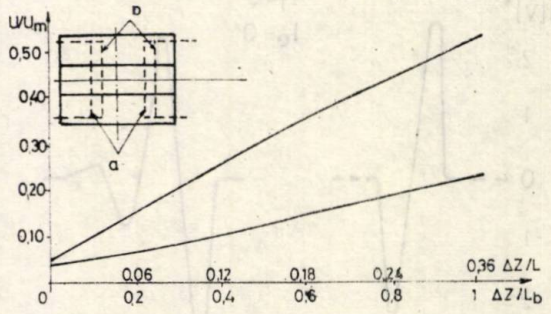


Fig. 13. Tensiunile induse în bobinele de ghidaj: a — poziția inițială a inductoarelor; b — poziția deplasată a lor; Δz — deplasarea; L — lungimea inductorului; L_b — lățimea după direcția z a capetelor de înfășurare a inductoarelor.

interacțiunii însumate ale bobinelor cu inductorul, interacțiune proporțională cu suma pătratelor tensiunilor induse în bobinele căii, conform figurii 12 rezultă că aceste forțe variază în decursul trecerii inductorului de la o bobină la alta. Chiar dacă această variație în realitate este mai mică, deoarece la interacțiunea respectivă contribuie și restul bobinelor din cale, se evidențiază caracterul oscilant pe care-l vor avea levitația și tracțiunea.

Apariția unei interacțiuni pe ansamblul celor două rotoare, la deplasarea lor în afara poziției de simetrie față de bobinele de ghidaj ale căii de levitație, se poate urmări pe figura 13 (amplitudinile tensiunilor induse fiind raportate la același U_m). Curba *1* se referă la o bobină de ghidare aflată în afara axei longitudinale a sistemului, iar curba *2* la o bobină aflată în axa respectivă. Mărimea $\Delta z/L_b = 1$ corespunde la o deplasare din centrul de simetrie egală cu lățimea capetelor de înfășurare ale inductoarelor, adică corespunde la intrarea bobinelor de ghidare în întregime sub unul dintre inductori. Același lucru privit prin raportul $\Delta z/L = 0{,}3$ înseamnă o deplasare egală cu 30% din lungimea inductoarelor, adică o asimetrie foarte mare. De altfel, asimetriile laterale necesită o limitare deoarece efectul de reducere poate deveni efect de respingere.

Sistemul prezentat bazîndu-se pe principiul fluxului nul, se impune o deosebită atenție în egalarea fluxurilor create de cele două capete de înfășurări în poziția de simetrie. Acest lucru presupune o execuție perfect identică a capetelor pentru toate perechile de poli ale ambelor inductoare, o eventuală compensare a diferențelor dintre inductoare fiind posibilă prin reglarea curenților care circulă prin înfășurările lor. Faptul că în figura 13 curbele *1* și *2* nu pornesc din origine, se datoresc tot execuției inegale ale capetelor de înfășurare pentru cele două rotoare.

În vederea urmăririi efectului ecranului electrodinamic, au fost efectuate experimentări constînd din înregistrarea pe un osciloscop cu

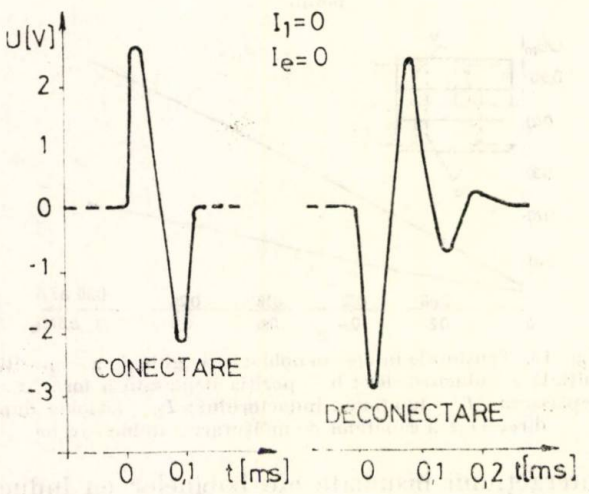


Fig. 14. Tensiunea indusă în circuitul de excitație nealimentat.

remanență a variației tensiunilor induse la bornele înfășurării de excitație, precum și a variației curentului din această înfășurare. Aceste exprimentări s-au efectuat la conectarea și, respectiv, deconectarea curentului nominal statoric, realizînd astfel cîmpuri magnetice variabile de la zero la cel nominal și invers în spațiul din jurul înfășurării de excitație.

Forma tensiunii induse în înfășurarea rotorică, atunci cînd aceasta nu este alimentată, ci doar rotită mecanic, este reprezentată în figura 14. În cazul cînd $I_1 \neq 0$ (fig. 15, 16), peste

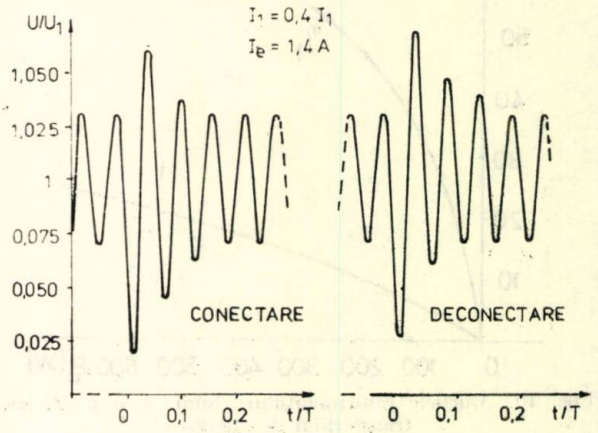


Fig. 15. Tensiunea indusă în circuitul de excitație alimentat, înfășurările ecranului nefiind conectate; T — perioada tensiunii alternative de la rețea.

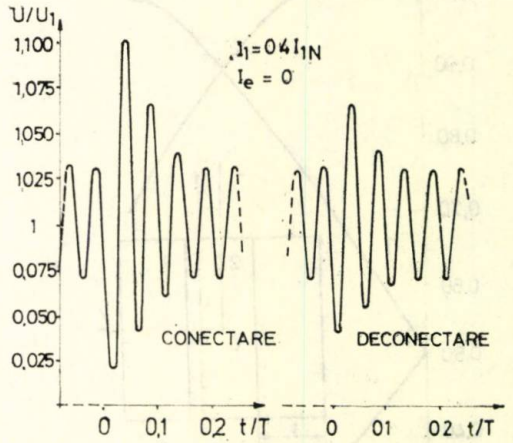


Fig. 16. Tensiunea indusă în circuitul de excitație alimentat înfășurările ecranului fiind în scurtcircuit.

fenomenele de comutație datorită conectării și deconectării statorului, se suprapune o oscilație parazită de amplitudine, de aproximativ $3\%U_1$, care nu s-a putut filtra. Din analiza acestor curbe se constată valoarea mică a vîrfurilor de tensiune, (în bună parte eliminate de circuitul sursei de curent continuu). Pe de altă parte se constată micșorarea de 1,5 ori a acestor vîrfuri la conectare (la apariția cîmpului magnetic statoric) de la situația cînd înfășurările-ecran sînt parcurse de curenți, la situația cînd ecranul lipsește.

Pentru înfășurarea de excitație legată în scurtcircuit, s-a oscilografiat variația curentului ce apare în această înfășurare (fig. 17), constatîndu-se și aici efectul de micșorare a vîrfurilor acestui curent în prezența ecranului.

Reglarea mărimii forțelor de levitație și tracțiune se poate realiza la criotransmisia electrodinamică prin modificarea turației rotorului supraconductor. O posibilitate care ar evita sursa trifazată de frecvență și tensiune reglabilă ar fi frînarea convenabilă a ecranului electrodinamic, care, prin cîmpul său de reacție, oferă posibilitatea modificării interacțiunii dintre

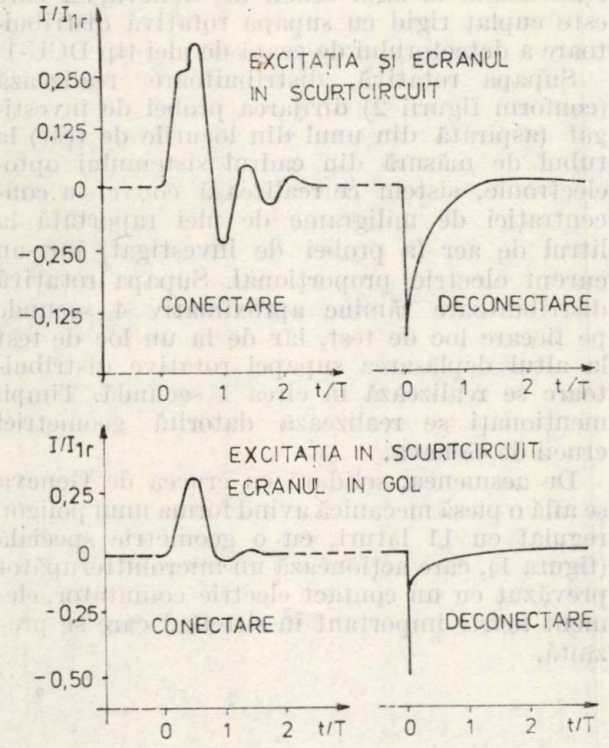


Fig. 17. Variația curentului din înfășurarea de excitație $I_{1r} = 10$ A.

rotor și curba de levitație. În cadrul lucrării, măsurînd amplitudinile tensiunilor induse în bobinele de levitație pentru situația ecranului liber rotitor și respectiv blocat, adică două situații extreme, s-a obținut $U_{\text{blocat}}/U_{\text{liber}} = 1{,}28$. În vederea realizării însă în măsură mai mare a efectului dorit, înfășurările ecranului trebuie să fie foarte reactive.

3. Concluzii

Problema studiată se referă la o mașină de concepție nouă. Studierea în totalitate a unei astfel de mașini cuprinde o serie foarte largă de cercetări, de la cele din domeniul supraconductoarelor, pînă la cele criogenice. Cercetarea prezentată constituie, prin urmare, o inițiere, în acest domeniu și trebuie privită ca atare, necunoscîndu-se de autor rezultate publicate în literatura pentru cercetări similare.

Realizarea practică a unui model exact al criotransmisiei electrodinamice nefiind posibilă în etapa actuală de cercetare, s-a realizat un model nesupraconductor, dar feromagnetic, care diferă în multe privințe de mașina modelată, dar care urmărește principiul abordat. Analizînd catacteristicile prezentate se constată însă că, o astfel de mașină nu este convenabilă decît în condițiile înfășurărilor de excitație supraconductoare, care sînt capabile să creeze un cîmp magnetic destul de intens pentru a avea interacțiuni suficient de puternice. Utilizarea înfășurărilor supraconductoare exclude materialele feromagnetice (aceste materiale neputînd fi utilizate eficient în condițiile circuitelor magnetice deschise și cu întrefier foarte mare). Regimul de funcționare, în orice caz va fi capacitiv pentru o astfel de mașină. Utilizarea unui ecran electrodinamic liber rotativ poate duce la protecția înfășurării rotorice împotriva acțiunii unor cîmpuri magnetice variabile și poate servi la reglarea interacțiunii cu calea de levitație, dar este necesară rezolvarea a două probleme : disiparea căldurii datorită curenților care circulă în acest ecran în regim staționar de funcționare și asigurarea unui caracter cît mai reactiv acestuia.

Din măsurătorile efectuate se constată variația periodică a interacțiunilor ce duc la tracțiune și levitație odată cu înaintarea vehiculului de-a lungul căii de levitație și deci se impun măsuri de eliminare a unor astfel de oscilații. Realizarea perfect identică a tuturor polilor rotorici și a tuturor rotoarelor rămîne, de asemenea, o problemă tehnologică foarte importantă.

Bibliografie

[1] *Boldea, I.* Vehicule pe pernă magnetică. Ed. Academiei RSR, 1981.

[2] *Deleșega, I., Boldea, I.* Finite-length rotor field in superconducting A.C. generators. Bul. St. și Tehn. al I. P. „Traian Vuia" Timișoara, seria Electrotehnică, tom **26**(40), Fasc. 1 –1981, p. 75 –82.

[3] *Deleșega, I.* The magnetic field of a superconducting rotor and connections, Bul. St. și Tehn. al I. P. „Traian Vuia" Timișoara, seria Electrotehnică, Tom **27** (41) Fasc 1 –1982, p. 25 –30.

[4] *Boldea, I., Deleșega, I.* Procedeu și dispozitiv pentru protecția înfășurării rotorice supraconductoare la un crioalternator. Dosar OSIM 119308/26.06.85.

CZ 654.9 : 621.396.62

Detector de ceață de ulei — sistem de semnalizare

EUGEN VIOREL CREȚU* — BUCUREȘTI

În cadrul detectorului de ceață de ulei tip DCU—1, aparat care investighează mediul din carterul motoarelor diesel navale (în fabricație la Institutul Național de Motoare Termice București), pentru a se putea face teste asupra concentrației de miligrame de ceață de ulei la litrul de aer pentru un număr maxim de 10 locuri de test considerîndu-se și o poziție de pauză deci un număr total de 11 poziții de distincție se folosește un motor electric de curent alternativ de construcție specială, care are ambele capete de ax accesibile la exterior. Motorul electric se cuplează cu un capăt de ax la un ventilator special care aspiră proba de investigat (aspirare continuă), iar la celălalt capăt de ax se cuplează un reductor mecanic cu raport de

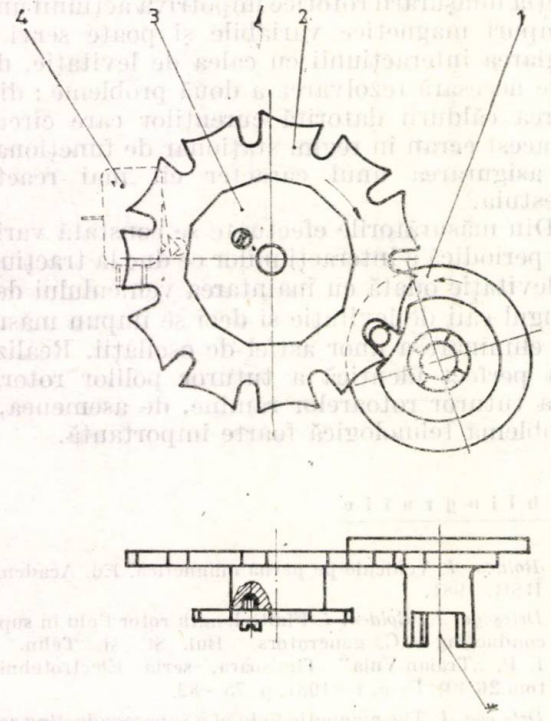


Fig. 1. 1-cuplaj excentric ; 2-cruce de Geneva ; 3-piesă poligonală (poligon regulat cu 11 laturi) ; 4-microîntrerupătorul *a* (desenat punctat) ; * -locul de cuplare a reductorului la cuplajul excentric.

demultiplicare 1 : 268. Știindu-se că turația motorului electric este de circa 2 700 rot/min prin intermediul reductorului mișcarea se transmite unui cuplaj excentric care acționează la rîndul lui o cruce de Geneva (figura 1) ce realizează transformarea mișcării de rotație continue, transmisă de reductor, într-o mișcare eșantionată la axul crucii de Geneva, ax care este cuplat rigid cu supapa rotativă distribuitoare a detectorului de ceață de ulei tip DCU-1.

Supapa rotativă distribuitoare realizează (conform figurii 2) dirijarea probei de investigat (aspirată din unul din locurile de test) la tubul de măsură din cadrul sistemului optoelectronic, sistem ce realizează conversia concentrației de miligrame de ulei raportată la litrul de aer (a probei de investigat) într-un curent electric proporțional. Supapa rotativă distribuitoare rămîne aproximativ 4 secunde pe fiecare loc de test, iar de la un loc de test la altul deplasarea supapei rotative distribuitoare se realizează în circa 1 secundă. Timpii menționați se realizează datorită geometriei crucii de Geneva.

De aesmenea, solidară cu crucea de Geneva se află o piesă mecanică avînd forma unui poligon regulat cu 11 laturi, cu o geometrie specială (figura 1), care acționează un microîntrerupător prevăzut cu un contact electric comutator, element foarte important în sistemul care se prezintă.

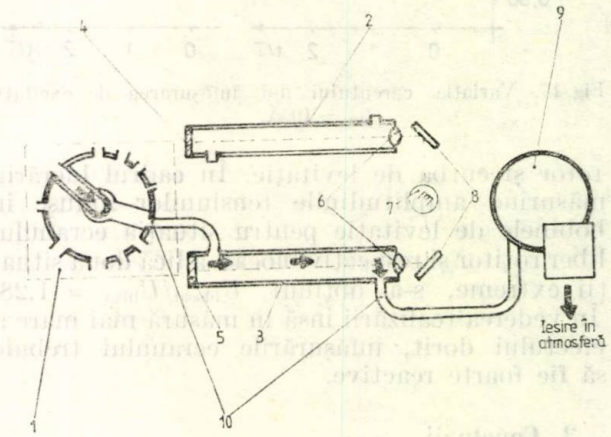


Fig. 2. Schema de principiu a detectorului de ceață de ulei tip DCU—1 : 1 — supapa rotativă distribuitoare ; 2 — tub de referință (umplut cu aer la presiune atmosferică) ; 3 — tub de măsură ; 4 — celulă fotovoltaică de referință ; 5 — celulă fotovoltaică de măsură ; 6 — lentile plan-convexe ; 7 — lampă electrică cu filament plan ; 8 — oglinzi ; 9 — ventilator ; 10 — circuit de investigare ceață de ulei.

Sistemul de semnalizare al funcționării supapei rotative distribuitoare este absolut necesar deoarece detectorul de ceață de ulei are o funcționare continuă (pauză numai pentru întrețineri curente săptămînale de circa 2—6 ore). Sistemul semnalizează situațiile în care supapa rotativă distribuitoare nu mai realizează o poziționare eșantionată din diferite cauze : defectarea

* Ing. *Crețu, E. V.* Institutul Național de Motoare Termice — București.

motorului electric, defectarea sistemului mecanic (reductor, cruce de Geneva, cuplaj excentric, elemente din cadrul supapei rotative distribuitoare).

1. Schema electrică

Schema electrică propusă este prezentată în figura 3.

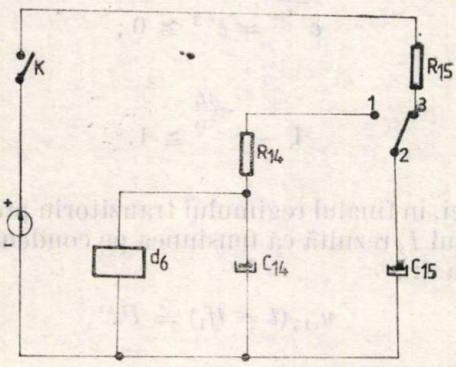


Fig. 3. Schema electrică a detectorului de ceață de ulei.

Toate elementele din schemă sînt simbolizate conform schemei electrice utilizate în detectorul de ceață de ulei tip DCU—1.

Schema electrică propusă trebuie să asigure (după închiderea întrerupătorului K) o tensiune la bornele releului *d6* mai mare decît tensiunea minimă la care releul rămîne anclanșat. Condiția cerută schemei trebuie riguros respectată

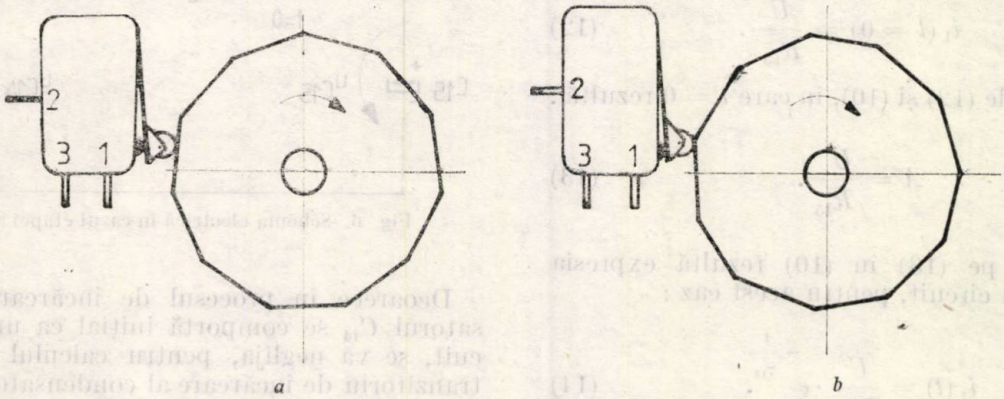


Fig 4. a — Poziția microîntrerupătorului *a2* pentru supapa rotativă distribuitoare pe loc de test; b — poziția microîntrerupătorului *a2* pentru supapa rotativă distribuitoare în mișcare de la un loc de test la altul.

numai după prima comutare realizată de contactul comutator al microîntrerupătorului *a2*.

Forma piesei mecanice cuplată rigid cu crucea de Geneva este prezentată în figura 4, prezentare corelată și cu modul în care această piesă acționează microîntrerupătorul *a2* (figurile 4a și 4b).

1.1. Calculul schemei

Pentru calculele care se vor face se consideră că toate elementele din schema electrică sînt ideale:

— rezistențele electrice sînt fără inductivitate;

— condensatoarele electrolitice sînt fără pierderi;

— bobina releului *d6* are numai rezistență electrică:

$$(Rd6 \gg Ld6);$$

— generatorul de tensiune U are rezistența internă nulă.

1.1.1. Etapa I — i

În acest caz microîntrerupătorul *a2* este ca în figura 4a.

Schema electrică pentru acest caz este prezentată în figura 5.

Ecuațiile care se pot scrie pentru acest circuit, cu ajutorul teoremelor lui Kirchoff, sînt următoarele:

$$R_{15} \cdot i_1 + u_{c15} = U; \tag{1}$$

$$i_1 = c_{15} \cdot \frac{d_{uc15}}{dt}. \tag{2}$$

Derivînd (1) rezultă:

$$R_{15} \cdot \frac{di_1}{dt} + \frac{d_{uc15}}{dt} = 0; \tag{3}$$

sau:

$$R_{15} \cdot \frac{di_1}{dt} + \frac{i_1}{c_{15}} = 0; \tag{4}$$

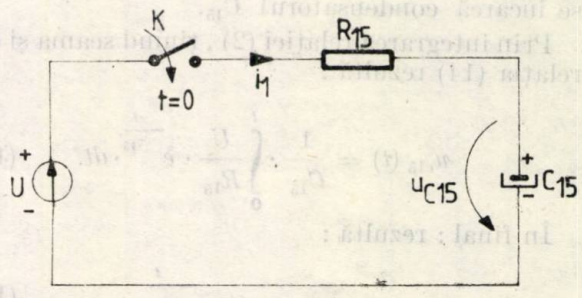


Fig. 5 Schema electrică în cazul etapei I.

sau :

$$R_{15} \cdot C_{15} \cdot \frac{di_1}{dt} + i_1 = 0 ; \quad (4)$$

Ecuaţia (5) are soluţia de forma :

$$i_1(t) = A \cdot e^{\frac{t}{a}} ; \quad (6)$$

unde a este soluţia ecuaţiei caracteristice :

$$a + R_{15} \cdot C_{15} = 0 ; \quad (7)$$

de unde rezultă :

$$a = - R_{15} \cdot C_{15} . \quad (8)$$

Se notează :

$$\tau_{15} = R_{15} \cdot C_{15} . \quad (9)$$

Deci :

$$i_1 (t) = A \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{15}}} . \quad (10)$$

Condiţiile iniţiale ale circuitului sînt :

$$u_{c15} (t = 0) = 0 \quad (11)$$

şi :

$$i_1 (t = 0) = \frac{U}{R_{15}} . \quad (12)$$

Din relaţiile (12) şi (10), în care $t = 0$ rezultă :

$$A = \frac{U}{R_{15}} . \quad (13)$$

Înlocuind pe (13) în (10) rezultă expresia curentului în circuit, pentru acest caz :

$$i_1 (t) = \frac{U}{R_{15}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{15}}} . \quad (14)$$

Dar, pentru analiza în continuare a schemei propuse este importantă tensiunea u_{c15}, la care se încarcă condensatorul C_{15}.

Prin integrarea relaţiei (2), ţinînd seama şi de relaţia (14) rezultă :

$$u_{c15} (t) = \frac{1}{C_{15}} \cdot \int_0^t \frac{U}{R_{15}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{15}}} \cdot dt. \quad (15)$$

În final : rezultă :

$$u_{c15} (t) = U (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{15}}}). \quad (16)$$

Condensatorul C_{15} s-a încărcat cu polaritatea din figură.

Pentru simplificarea calculelor se consideră că pentru :

$$tf_1 = 3 \cdot \tau_{15} ; \quad (17)$$

rezultă că :

$$e^{-\frac{tf_1}{\tau_{15}}} = e^{-3} \cong 0 ; \quad (18)$$

şi :

$$1 - e^{-\frac{tf_1}{\tau_{15}}} \cong 1. \quad (19)$$

Deci, în finalul regimului tranzitoriu prezentat în cazul *I*, rezultă că tensiunea pe condensatorul C_{15} va fi :

$$u_{c15} (t = tf_1) = U. \quad (20)$$

1.1.2. Etapa a II-a

În acest caz microîntrerupătorul *a2* îşi va închide contactul 1—2 (înainte fusese închis contactul 2—3).

Schema electrică corespunzătoare acestui caz este prezentată în figura 6.

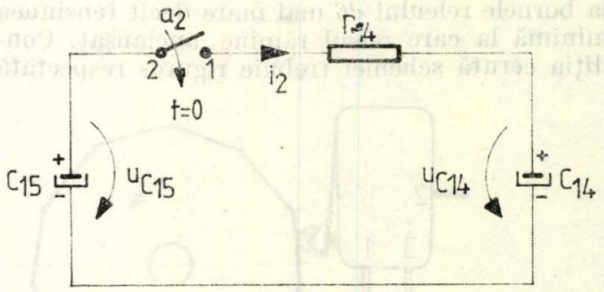


Fig. 6. Schema electrică în cazul etapei a II-a.

Deoarece în procesul de încărcare condensatorul C_{14} se comportă iniţial ca un scurtcircuit, se va neglija, pentru calculul regimului tranzitoriu de încărcare al condensatorului *C*14, rezistenţa electrică *Rd*6 a releului *d*6.

Pentru circuitul din figura 6 se pot scrie următoarele ecuaţii (cu ajutorul teoremelor lui Kirchoff) :

$$- u_{c15} + R_{14} \cdot i_2 + u_{c14} = 0 ; \quad (21)$$

$$i_2 = - C_{15} \cdot \frac{du_{c15}}{dt} = C_{14} \cdot \frac{du_{c14}}{dt} ; \quad (22)$$

Derivînd ecuaţia (21) rezultă :

$$R_{14} \cdot \frac{di_2}{dt} + \frac{duc_{14}}{dt} - \frac{duc_{15}}{dt} = 0 ; \quad (23)$$

și cu relațiile (22) rezultă :

$$R_{14} \cdot \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C_{14}} \cdot i_2 + \frac{1}{C_{15}} \cdot i_2 = 0 ; \quad (24)$$

sau :

$$R_{14} \cdot \frac{di_2}{dt} + \frac{C_{14} + C_{15}}{C_{14} \cdot C_{15}} \cdot i_2 = 0 ; \quad (25)$$

Ecuația (25) are soluția generală :

$$i_2(t) = B \cdot e^{\frac{t}{b}} ; \quad (26)$$

iar b este soluția ecuației caracteristice :

$$b \cdot \frac{C_{14} + C_{15}}{C_{14} \cdot C_{15}} + R_{14} = 0 ; \quad (27)$$

Deci :

$$b = - R_{14} \cdot \frac{C_{14} \cdot C_{15}}{C_{14} + C_{15}} . \quad (28)$$

Notăm :

$$\tau_{14\,15} = R_{14} \cdot \frac{C_{14} \cdot C_{15}}{C_{14} + C_{15}} . \quad (29)$$

Cu (29) relația (26) devine :

$$i_2(t) = B \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{14\,15}}} . \quad (30)$$

Din condițiile inițiale :

$$i_2(t = 0) = \frac{U}{R_{14}} ; \quad (31)$$

$$uC_{14}(t = 0) = 0 ; \quad (32)$$

$$uC_{15}(t = 0) = U ; \quad (33)$$

folosind relația (31) la (30) rezultă :

$$i_2(t = 0) = B = \frac{U}{R_{14}} . \quad (34)$$

Se poate scrie, deci, forma finală a expresiei curentului pentru circuitul din cazul II :

$$i_2(t) = \frac{U}{R_{14}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{14\,15}}} . \quad (35)$$

Tensiunile la bornele condensatoarelor C_{14} și C_{15} se vor obține integrînd relațiile (22) și ținînd seama de relația (35) :

$$uC_{15}(t) = U - \frac{1}{C_{15}} \int_0^t i_2(t)\, dt ; \quad (36)$$

$$uC_{14}(t) = \frac{1}{C_{14}} \int_0^t i_2(t)\, dt. \quad (37)$$

Calculînd rezultă :

$$uC_{15}(t) = U \cdot \frac{C_{15}}{C_{14} + C_{15}} + U \cdot \frac{C_{14}}{C_{14} + C_{15}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{14\,15}}} ; \quad (38)$$

$$uC_{14}(t) = U \cdot \frac{C_{15}}{C_{14} + C_{15}} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{14\,15}}}) . \quad (39)$$

Importantă pentru analiza care se va face în continuare este tensiunea $uC_{14}(t)$ la care se încarcă condensatorul C_{14}.

Pentru simplificarea calculelor se va considera că pentru :

$$tf_2 = 3 . \tau_{14\,15} ; \quad (40)$$

rezultă că :

$$e^{-\frac{tf2}{\tau_{14\,15}}} = e^{-3} \cong 0 ; \quad (41)$$

și :

$$1 - e^{-\frac{tf2}{\tau_{14\,15}}} \cong 1. \quad (42)$$

Deoarece : $C_{14} = C_{15}$ (condensatoarele astfel alese din considerente de simetrie a schemei) și luînd în considerație relația (42) rezultă :

$$uC_{15}(t = tf_2) = U \cdot \frac{C_{15}}{C_{14} + C_{15}} = \frac{U}{2} . \quad (43)$$

și :

$$uC_{14}(t = tf_2) = U \cdot \frac{C_{15}}{C_{14} + C_{15}} = \frac{U}{2} . \quad (44)$$

Tensiunile pe condensatoare — la sfîrșitul procesului tranzitoriu analizat pentru cazul II — au polaritatea ca în figura 6.

1.1.3. Etapa a III-a

Schema electrică pentru acest caz este prezentată în figura 7.

În acest caz microîntrerupătorul $a2$ revine pe poziția contactului închis 2—3, iar C_{15} se reîncarcă ca în cazul *I*.

Condensatorul C_{14} însă, care este încărcat cu tensiunea $U/2$, cu polaritatea din figura 7, se va descărca pe rezistența $Rd6$ a releului $d6$.

Întrerupătorul K' este imaginar, în sensul închiderii lui imaginare, după ce condensatorul C_{14} și-a terminat încărcarea la $U/2$ (ca în cazul II).

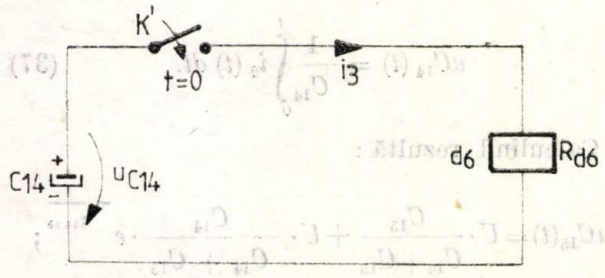


Fig. 7. Schema electrică în cazul etapei a III-a.

Ecuațiile circuitului, scrise cu ajutorul teoremelor lui Kirchoff, sînt :

$$R_{d6} \cdot i_3 - u_{c14} = 0 ; \tag{45}$$

$$i_3 = - C_{14} \cdot \frac{d_{uc14}}{dt} . \tag{46}$$

Înlocuind (46) in (45) rezultă :

$$u_{c14} + R_{d6} \cdot C_{14} \cdot \frac{d_{uc14}}{dt} = 0 ; \tag{47}$$

cu soluția :

$$u_{c14}(t) = C \cdot e^{\frac{t}{c}} ; \tag{48}$$

iar C este :
soluția ecuației caracteristice :

$$c + R_{d6} \cdot C_{14} = 0 ; \tag{49}$$

sau :

$$c = - R_{d6} \cdot C_{14} . \tag{50}$$

Se notează :

$$\tau_{14} = R_{d6} \cdot C_{14} . \tag{51}$$

Înlocuind (51) în (50) și (48) rezultă :

$$u_{c14}(t) = C \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{14}}} . \tag{52}$$

Din condițiile inițiale :

$$u_{c14}\ (t = 0) = \frac{U}{2} = C ; \tag{53}$$

rezultă :

$$u_{c14}(t) = \frac{U}{2} e^{-\frac{t}{\tau_{14}}} . \tag{54}$$

Această tensiune a condensatorului C_{14} este cea care menține anclanșat releul $d6$ în procesul de descărcare a condensatorului C_{14} pe rezistența $Rd6$ a releului $d6$.

1.2. Relații de dimensionare

1.2.1. Rezistența R_{15} și condensatorul C_{15}.

Din condițiile enunțate în capitolul introductiv, știindu-se că tensiunea de alimentare a schemei este :

$$U = 24 \text{Vc.c}, \tag{55}$$

conform celor prezentate în paragraful 1.1.1 rezultă :

$$tf_1 = 3 . \tau_{15} ; \tag{56}$$

sau :

$$3 \cdot R_{15} \cdot C_{15} < 1 \text{ secundă} ; \tag{57}$$

unde R_{15} este exprimată în ohmi, iar C_{15} este exprimat în microfarazi.

Se impune valoarea rezistenței R_{15}, pentru ca valoarea curentului de vîrf de încărcare a condensatorului C_{15} să nu depășească :

$$I_{\text{limită}} = 1\text{A} \tag{58}$$

Deci :

$$\frac{U}{R_{15}} \leqslant I_{\text{limită}} ; \tag{59}$$

sau :

$$R_{15} \geqslant \frac{U}{I_{\text{limită}}} . \tag{60}$$

Din relația (57) rezultă :

$$C_{15} < \frac{1}{R_{15}} . \tag{61}$$

Din relațiile (60), (61) rezultă valorile ce se pot alege pentru rezistența R_{15} și condensatorul C_{15}, și anume :

$$R_{15} \geqslant 24 \text{ ohmi}$$

și :

$$C_{15} < 41{,}7 \text{ mF}.$$

Se aleg valorile :

$$R_{15} = 24 \text{ ohmi}$$

$$C_{15} = 4\,700\ \mu\text{F}.$$

Pentru calculul puterii disipate pe rezistența R_{15} se va porni de la expresia curentului $i_1(t)$, calculat pentru etapa I-i, din paragraful 1.1.1.

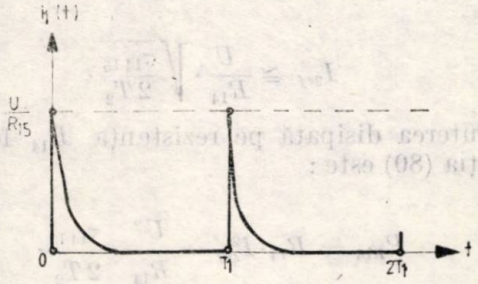


Fig. 8

Cu relația :

$$i_1(t) = \frac{U}{R_{15}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{15}}}. \tag{62}$$

Perioada acestui curent este :

$$T1 = 1 \text{ secundă} + 4 \text{ secunde} = 5\text{s}, \tag{63}$$

conform celor prezentate în introducerea lucrării.

Valoarea efectivă a curentului $i_1(t)$ — valoare care generează efectul termic de încălzire în rezistența R_{15}, se calculează :

$$I_{1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_1}\int_0^{T_1} i_1^2(t) \cdot dt}. \tag{64}$$

Calculînd cu ajutorul relației (62) :

$$I_{1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_1}\int_0^{T_1} \frac{U_2}{R_{15}^2} \cdot e^{-\frac{2t}{\tau_{15}}} \cdot dt}; \tag{65}$$

rezultă :

$$I_{1ef} = \frac{U}{R_{15}} \cdot \sqrt{\frac{\tau_{15}}{2T_1} \cdot \left(1 - e^{-\frac{2T_1}{\tau_{15}}}\right)}. \tag{66}$$

În relația (66) dacă în expresia exponențialei se înlocuiesc valorile I_1 și τ_{15}, rezultă :

$$e^{-\frac{2T_1}{\tau_{15}}} = e^{-\frac{2 \times 5\,\text{S}}{24\Omega \times 4\,700\,\mu\text{F}}} \cong e^{-\frac{10}{0{,}113}} \cong e^{-89} \cong 0.$$

Se poate considera :

$$I_{1ef} \cong \frac{U}{R_{15}} \cdot \sqrt{\frac{\tau_{15}}{2T_1}}. \tag{67}$$

Deci, puterea disipată pe rezistența R_{15} — folosind relația (67) este :

$$P_{R15} = R_{15} \cdot I_{1ef}^2 = \frac{U^2}{R_{15}} \cdot \frac{\tau_{15}}{2T_1}. \tag{68}$$

Trebuie ca puterea admisă pe rezistența R_{15} să fie mai mare sau egală cu valoarea calculată, deci :

$$P_{aR15} \geq P_{R15} = \frac{U^2}{R_{15}} \cdot \frac{\tau_{15}}{2T_1}. \tag{69}$$

În ceea ce privește condensatorul C_{15}, tensiunea nominală a acestuia $Un\,C_{15}$ va trebui să îndeplinească condiția :

$$Un\,C_{15} > U; \tag{70}$$

căci tensiunea maximă la care lucrează C_{15} este U.

Ținînd seama de relațiile de dimensionare pentru R_{15}, C_{15} și anume relațiile : (60) (61), (69), (70) și de valoarea tensiunii de alimentare conform (55), s-au determinat următoarele valori :

$R_{15} = 24$ ohmi/0·5W,

$C_{15} = 4\,700$ microfarazi/63 Vc.c.

1.2.2. Rezoistența R_{14} și condensatorul C_{14}

Pentru dimensionarea rezistenței R_{14} se vor avea în vedere condițiile prezentate în capitolul 1, iar valoarea curentului de încărcare a condensatorului C_{14} (sau de descărcare a condensatorului C_{15}) să nu depășească :

$$I_{\text{limită}} = 1\text{A}. \tag{71}$$

Luînd în considerație cele prezentate în paragraful 2.1.2., curentul de vîrf din circuit are valoarea :

$$I_{2\,\text{vîrf}} = \frac{U}{R_{14}}. \tag{72}$$

Deci :

$$\frac{U}{R_{14}} \leq I_{\text{limită}}; \tag{73}$$

sau :

$$R_{14} \geq \frac{U}{I_{\text{limită}}}. \tag{74}$$

Din relația (74), rezultă că valoarea care se poate alege pentru rezistența R_{14} este :

$$R_{14} \geq 24 \text{ ohmi}.$$

Se alege :

$$R_{14} = 24 \text{ ohmi.}$$

Din motive de simetrie a schemei se alege :

$$C_{14} = C_{15}; \tag{75}$$

Deci :

$$C_{14} = C_{15} = 4\,700\ \mu\text{F}.$$

Pentru calculul puterii disipate pe rezistența R_{14} se va porni de la expresia curentului $i2(t)$ calculat pentru Etapa a II-a — conform paragrafului 1.1.2.

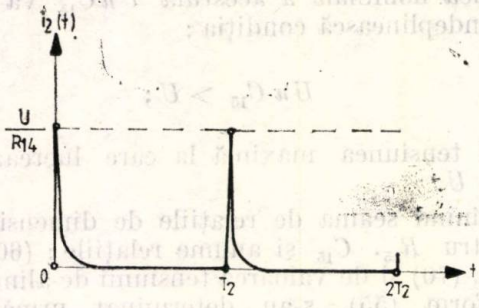


Fig. 9.

Relația curentului $i_2(t)$ este :

$$i_2(t) = \frac{U}{R_{14}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{14\,15}}}. \tag{76}$$

Perioada acestui curent este de asemenea :

$$T2 = 5\text{s},$$

conform celor prezentate în introducerea lucrării.

Valoarea efectivă a curentului $i_2(t)$ se va calcula după relația :

$$I_{2ef} = \sqrt{\frac{1}{T_2}\int_0^{T_2} i_2^2(t) \cdot \mathrm{d}t}. \tag{77}$$

Calculînd cu ajutorul relației (76) rezultă :

$$I_{2ef} = \sqrt{\frac{1}{T_2} \cdot \int_0^{T_2} \frac{U^2}{R_{14}^2} \cdot e^{-\frac{2t}{\tau_{14\,15}}} \cdot \mathrm{d}t}. \tag{78}$$

În final rezultă :

$$I_{2ef} = \frac{U}{R_{14}} \cdot \sqrt{\frac{\tau_{14\,15}}{2T_2}\left(1 - e^{-\frac{2T2}{\tau_{14\,15}}}\right)}. \tag{79}$$

Dacă în expresia exponențialei se înlocuiesc valorile $T2$ și $\tau_{14\,15}$ rezultă :

$$e^{-\frac{2Ts}{\tau_{14\,15}}} = e^{-\frac{2 \times 52\text{S}}{24\Omega \times \frac{4\,700\ \mu\text{F} + 4\,700\ \mu\text{F}}{4\,700\ \mu\text{F} + 4\,700\ \mu\text{F}}}} \cong$$

$$\cong e^{-\frac{10}{0{,}0565}} \cong e^{-178} \cong 0.$$

Deci, se poate considera :

$$I_{2ef} \cong \frac{U}{R_{14}} \cdot \sqrt{\frac{\tau_{14\,15}}{2T_2}}. \tag{80}$$

Puterea disipată pe rezistența R_{14} folosind relația (80) este :

$$P_{R14} = R_{14} \cdot I_{2ef}^2 = \frac{U^2}{R_{14}} \cdot \frac{\tau_{14\,15}}{2T_2}. \tag{81}$$

Trebuie ca puterea admisă pe rezistența R_{14} să fie mai mare sau egală cu valoarea calculată.

Deci :

$$P_{aR14} \geqslant P_{R14} = \frac{U^2}{R_{14}} \cdot \frac{\tau_{1\,1\,15}}{2T_2} \tag{82}$$

Cît privește condensatorul C_{14}, cu toate că tensiunea care se aplică pe el (tensiunea sa de încărcare) este $U/2$, deci 12Vc.c. din motive constructive mecanice (montaj în cadrul detectorului de ceață de ulei) se alege :

$$UnC_{14} = 63 \text{ Vc.c.}$$

Cu relația de dimensionare (82) se calculează și alege :

$$R_{14} = 24 \text{ ohmi/0,5 W.}$$

Conform celor spuse anterior :

$$C_{14} = 4700\ \mu\text{F/63Wc.c.}$$

1.2.3. Verificarea condiției de menținere a releului d6

Din condițiile enunțate în capitolul 1, menționînd că s-a ales pentru releul $d6$ un releu tip $RM1$ (fabricație Întreprinderea de Relee Mediaș) cu tensiunea nominală 12V c.c. și rezistența bobinei :

$$Rd6 = 1\,000 \text{ ohmi,}$$

iar tensiunea minimă la care releul se menține după ce a fost anclanșat este :

$$U_{\text{menținere}}\ d6 = 2\text{Vc.c.}$$

Conform condițiilor stabilite în introducerea lucrării trebuie să fie îndeplinită condiția :

$$tx > 4\text{s}; \tag{83}$$

unde tx este soluția ecuației (conform relației (54), din cazul tratat în paragraful 1.1.3.) :

$$uC14\ (t = tx) = U_{menținere}\ d6\,; \qquad (84)$$

sau :

$$\frac{U}{2} \cdot e^{-\frac{tx}{\tau_{14}}} = U_{menținere}\ d6. \qquad (85)$$

Iar τ_{14} este exprimat cu relația (51).
Rezolvînd ecuația (85) rezultă :

$$tx = Rd6 \cdot C_{14} \cdot \ln\left(\frac{U}{U_{menținere}\ d6}\right). \qquad (86)$$

Ținînd seama de valorile $Rd6$, C_{14}, U, $U_{menținere}$ $d6$, rezultă :

$$tx = 8{,}42\ \text{s}.$$

Așadar :

$$tx = 8.42\ \text{s} > 4\text{s},$$

deci, condiția (83) impusă schemei, este îndeplinită.

2. Experimentare și concluzii

Schema propusă a fost construită în cadrul detectorului de ceață de ulei tip DCU-1, funcționînd foarte bine cu valorile stabilite ale schemei, dar cu următoarele observații :

2.1. S-a măsurat timpul de încărcare a condensatorului C_{15}, avînd valoarea :

$$tf_{1\text{măsurat}} = 0{,}3\text{s}\,;$$

față de valoarea calculată :

$$tf_1 = 0{,}339\text{s}\,;$$

2.2. S-a măsurat timpul cît se menține releul $d6$ (funcționare statică însă) și s-a observat că valoarea de 2V (tensiunea minimă de menținere a releului $d6$) a fost atinsă după un timp :

$$tx_{\text{măsurat}} = 6{,}2\text{s}\,;$$

față de valoarea calculată :

$$tx = 8{,}42\text{s}.$$

Se subliniază încă odată faptul că schema a funcționat foarte bine în cadrul detectorului de ceață de ulei, releul $d6$ menținîndu-se închis în permanență și considerînd că diferențele între valorile calculate și cele măsurate se datorează abaterilor mari ale valorilor capacităților condensatoarelor C_{14} și C_{15} față de datele nominale de catalog.

Se consideră că sistemul poate fi utilizat pentru orice mișcare rotativă care necesită semnalizare bipozițională, cu observația că pot apare restricții numai în ceea ce privește turația mișcării de rotație, corelată cu existența microîntrerupătorului sistemului, căci la turații mari, pentru cele două poziții semnalizate (eventual mai multe semnalizări la o rotație). pot apare șocuri mecanice care să producă deteriorarea microîntrerupătorului.

Rezistența R_{14} poate fi eliminată din schemă în scopul micșorării timpului de încărcare a condensatorului C_{14} din condensatorul C_{15} (conform cazului II analizat în paragraful 1.1.2.), dar este necesară prezența acestei rezistențe, deoarece în schema detectorului de ceață de ulei tip DCU—1 se poate comanda încărcarea condensatorului C_{14} direct de la sursa de tensiune U (situație rezultată din considerente ale comenzilor secvențiale solicitate de beneficiarul detectorului de ceață de ulei — I.C.M. Reșița).

Bibliografie

[1] *Antoniu, I.* Chestiuni speciale de electrotehnică, Editura Academiei R.P.R., București, 1956.

[2] *Răduleț, R.* Bazele electrotehnicii. Probleme, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1975.

[3] *Timotin, A.* colectiv. Lecții de bazele electrotehnicii Editura Didactică și Pedagogică, București, 1970.

CZ 538.552

Analiza circuitelor printr-o metodă spline cubică

TODORAN GHEORGHE, TODORAN MARIA* – CLUJ-NAPOCA

Un circuit cu parametri concentrați este descris de ecuația diferențială :

$$y^{(n)} = F(t, y, y', \ldots, y^{(n-1)}), \quad (1)$$

cu condițiile inițiale :

$$y(t\cdot) = y., y'(t_0) = y'_0, \ldots, y^{(n-1)}(t_0) = y_0^{n-1}. \quad (2)$$

Răspunsul circuitului la un semnal oarecare se obține rezolvînd ecuațiile (1)—(2).

În lucrările [1 și 2] se arată că atunci cînd rezolvarea exactă a ecuațiilor (1)—(2) nu este posibilă se poate aproxima răspunsul printr-o funcție spline de grad $m \geqslant n + 1$. Soluția aproximativă se numește aproximantă spline și se construiește pas cu pas pe fiecare subinterval $[t_i, t_{i+1}]$, $i = \overline{0, N-1}$, al unei diviziuni Δ : $t_0 < t_1 < \ldots < t_N$ aleasă în intervalul $[t_0, t_N]$, în care se caută răspunsul circuitului.

În cele ce urmează lucrarea își propune o formulare mai compactă a metodei de aproximare, determinarea unor expresii recursive de calcul, în vederea soluționării cu ajutorul tehnicii de calcul, folosind funcțiile spline cubice de interpolare pentru aflarea răspunsului circuitelor descrise de ecuații diferențiale de ordin $n \leqslant 2$.

1. Funcții spline cubice de interpolare

Conform lucrării [1] se va defini noțiunea de funcție spline cubică de interpolare și se vor arăta expresiile sub care se reprezintă o astfel de funcție.

Fiind dat un interval $[t_0, t_N] < \mathbb{R}$ și o diviziune a acestui interval Δ : $t_0 < t_1 < \ldots < t_{N-1} < t_N$, funcția $s : [t_0, t_N] \to \mathbb{R}$ se numește funcție spline cubică de interpolare relativă la diviziunea Δ, dacă îndeplinește următoarele trei condiții :

1. $s \in P_3(t_i, t_{i+1}), i = 0, 1, \ldots, N-1,$
2. $s \in C^2[t_0, t_N],$
3. $s(t_i) = y_i, \; i = 0, 1, \ldots, N,$

unde s-a notat prin :

P_3 — restricția tuturor polinoamelor de grad $\leqslant 3$ pe intervalul (t_i, t_{i+1}) ;

$C^2[t_0, t_N]$ — mulțimea funcțiilor definite pe $[t_0, t_N]$ cu valori de două ori derivabile, astfel încît derivata a doua să fie continuă pe $[t_0, t_N]$;

y_i — valorile unei funcții în punctele t_i.

În continuare se va considera lungimea unui subinterval $[t_i, t_{i+1}]$ de valoare constantă $t_{i+1} - t_i = h_{i+1}$ și se va mai nota :

$$s'(t_i) = m_i,$$

$$s''(t_i) = M_i.$$

Valorile m_i și M_i se mai numesc pante sau momente [1].

Se arată în [1] și [3] că pe intervalul $[t_i, t_{i+1}]$ expresiile analitice ale funcției spline și ale derivatelor sale în funcție de valoarea momentelor M_i sînt :

$$S(t) = M_i \frac{(t_{i+1} - t)^3}{6h_{i+1}} + M_{i+1} \frac{(t - t_i)^3}{6h_{i+1}} + \left(y_i - \frac{M_i h_{i+1}^2}{6}\right) \times \frac{t_{i+1} - t}{h_{i+1}} + \left(y_{i+1} - M_{i+1} \frac{h_{i+1}^2}{6}\right) \frac{t - t_i}{h_{i+1}}, \quad (3)$$

$$S'(t) = -M_i \frac{(t_{i+1} - t)^2}{2h_{i+1}} + M_{i+1} \frac{(t - t_i)^2}{2h_{i+1}} + \frac{y_{i+1} - y_i}{h_{i+1}} - \frac{M_{i+1} - M_i}{6} h_{i+1}, \quad (4)$$

$$S''(t) = M_i \frac{t_{i+1} - t}{6h_{i+1}} + M_{i+1} \frac{t - t_i}{h_{i+1}}. \quad (5)$$

Pe același subinterval $[t_i, t_{i+1}]$, în funcție de valoarea pantelor m_i, expresiile funcției spline și a derivatelor sale în :

$$S(t) = m_i \frac{(t_{i+1} - t)^2 (t - t_i)}{h_{i+1}^2} - m_{i+1} \frac{(t - t_i)^2 (t_{i+1} - t)}{h_{i+1}^2} + y_i \frac{(t_{i+1} - t)^2 [2(t - t_i) + h_{i+1}]}{h_{i+1}^3} + y_{i+1} \frac{(t - t_i)^2 [2(t_{i+1} - t) + h_{i+1}]}{h_{i+1}^3}, \quad (6)$$

$$S'(t) = m_i \frac{(t_{i+1} - t)(2t_i + t_{i+1} - 3t)}{h_{i+1}^2} + m_{i+1} \frac{(t - t_i)(2t_{i+1} + t_i - 3t)}{h_{i+1}^2} + 6 \frac{y_{i+1} - y_i}{h_{i+1}^3} (t_{i+1} - t)(t - t_i), \quad (7)$$

* Ing. *Todoran, Gh.* — Facultatea de Electrotehnică — „Institutul Politebaic Cluj-Napoca ; mat. *Todoran, M.* — Liceul „E. Ra•••viță" Cluj-Napoca.

$$S''(t) = 2m_i \frac{2t_{i+1}+t_i-3t}{h_{i+1}^2} -$$

$$-2m_{i+1}\frac{2t_i+t_{i+1}-3t}{h_{i+1}^2} + 6\,\frac{y_{i+1}-y_i}{h_{i+1}^3} \times$$

$$\times(t_{i+1}+t_i-2t). \qquad (8)$$

Determinarea fie a mărimilor M_i, fie a mărimilor m_i este echivalentă cu determinarea funcției spline cubice de interpolare.

2. Analiza spline cubică a circuitelor descrise de ecuații diferențiale de ordinul doi

Fie ecuația unui circuit scrisă sub forma :

$$y'' = F(y, y', t), \qquad (9)$$

cu condițiile inițiale :

$$t = t_0,\ y(t_0) = y_0,\ y',(t_0) = y_0 = m_0.$$

Din relația (9) se determină :

$$y(t_0) = y_0'' = F(y_0, y_0' t_0) = M_0. \qquad (11)$$

Se cere determinarea răspunsului circuitului în intervalul $[t_0, t_N]$. Se aleg N subintervale echidistante de lungime suficient de mică h pentru a realiza o mai bună interpolare.

Se notează :

$$t_i = t_0 + ih,$$

$$y_i = y_{i-1} + y_i,\ i = \overline{1, N}.$$

Valorile y_i, m_i și M_i sînt necunoscute. Din relația (9) s-ar putea găsi valorile M_i, dacă s-ar cunoaște valorile y_i și m_i :

$$M_i = F(y_i,\ m_i,\ t_i). \qquad (12)$$

Ideea este să se stabilească o relație de recurență între valorile y_i, y_{i+1}, m_i, m_{i+1}. Pentru început, trebuie calculate valorile m_1 și y_1.

Scriind relația (4) în intervalul $[t_0, t_1)]$ și știind că :

$$s'(t_0 + 0) = y_0',$$

se obține, pentru $t = t_0$:

$$y_0' = m_0 = -M_0\frac{h}{2} + \frac{y_1 - y_0}{h} - \frac{M_1 - M_0}{6}h,$$

de unde rezultă :

$$y_1 = y_0 + \frac{h^2}{6}(2M_0 + M_1) + h\,m_0, \qquad (13)$$

în care y_0 este dat de condițiile inițiale, relațiile (10).

Pe de altă parte, relația (7) scrisă în intervalul $[t_0, t_1]$ și luînd $t = t_0$ capătă forma :

$$S''(t_0) = M_0 = -2\,m_0\frac{2t_1 + t_0 - 3t_0}{h^2} -$$

$$-2m_1\frac{2t_0+t_1-3t_0}{h^2} + 6\,\frac{y_1-y_0}{h^3}(t_1-t_0-2t_0).$$

Ținînd seamă că $t_1 - t_0 = h$ și înlocuind pe y_1 din relația (13) rezultă :

$$m_1 = m_0 + \frac{h}{2}(M_1 + M_0), \qquad (14)$$

unde :

$$M_1 = F(y_1,\ m_1, t_1). \qquad (15)$$

Din relațiile (13), (14) și (15) se obține sistemul de două ecuații cu necunoscutele y_1 și m_1 :

$$m_1 = m_0 + \frac{h}{2}[F(y, m_1, t_1) + M_0], \qquad (16)$$

$$y_1 = y_0 + \frac{h^2}{6}[F(y_1, m_1, t_1) + 2M_0] + hm_0.$$

Urmînd un raționament asemănător se ajunge la un sistem de două ecuații pentru determinarea necunoscutelor y_{i+1} și m_{i+1}.

Astfel, scriind relația (4) în intervalul $[t_{i-1}, t_i]$ se obține :

$$S'(t) = -M_{i-1}\frac{(t_i - t)^2}{2h_i} + M_i\frac{(t-t_{i-1})^2}{2h_i} +$$

$$+\frac{y_i - y_{i-1}}{h_i} - \frac{M_i - M_{i-1}}{6}h_i$$

și impunînd condiția de racordare continuă în modul t_i :

$$s'(t_i - 0) = s'(t_i + O),$$

rezultă după calcule simple :

$$\frac{h}{6}M_{i-1} + \frac{2h}{3}M_i + \frac{h}{6}M_{i+1} =$$

$$= \frac{(y_{i+1} - y_i) - (y_i - y_{i-1})}{h},$$

sau :

$$y_{i+1} = 2y_i + \frac{h^2}{6}[M_{i-1} + 4M_i + M_{i+1}] - y_{i-1}. \qquad (17)$$

Pe de altă parte, scriind relația (4) în punctele t_i și t_{i+1} se obține :

$$S'(t_i) = m_i = -M_i \frac{h}{2} + \frac{y_{i+1} - y_i}{h} - \frac{M_{i+1} - M_i}{6} h,$$

$$S'(t_{i+1}) = m_{i+1} = \frac{M_{i+1}}{2} h + \frac{y_{i+1} - y_i}{h} - \frac{M_{i+1} - M_i}{6} h,$$

prin scădere rezultă :

$$m_{i+1} = m_i + \frac{h}{2}(M_i + M_{i+1}). \qquad (18)$$

Grupînd relațiile (17) și (18) și avînd în vedere că :

$$M_{i+1} = F(y_{i+1}, m_{i+1}, t_{i+1}),$$

se obține sistemul :

$$m_{i+1} = m_i + \frac{h}{2}[M_i + F(y_{i+1}, m_{i+1}, t_{i+1})],$$

$$y_{i+1} = 2y_i + \frac{h^2}{6}[M_{i-1} + 4M_i + F(y_{i+1}, m_{i+1} t_{i+1})] - y_{i-1},$$

$$i = \overline{1, N-1}. \qquad (19)$$

Determinînd succesiv mărimile y_i, m_i, M_i' se pot scrie și expresiile funcțiilor spline pe oricare din intervalele $[t_i, t_{i+1}]$, $i = \overline{0, N}$, adică se poate cunoaște răspunsul circuitului sub formă globală.

Observație

O problemă importantă este legată de alegerea pasului h de iterație, astfel încît aproximanta spline să asigure convergența optimă.

În [1] se arată că atunci cînd se dă o constantă Lipschitz $\mathfrak{L}$, și cînd m este gradul funcției spline, n ordinul ecuației diferențiale și $E_{m,n}(h)$ o expresie definită ca mai jos :

$$E_{m,n}(h) = \frac{h}{m-n+1} + \frac{h^2}{(m-n+1)(m-n+2)} + \ldots + \frac{h^n}{(m-n+1)\ldots(m-1)m}$$

și h se alege astfel încît :

$$E_{mn}(h) < \frac{1}{\mathfrak{L}}, \qquad (20)$$

atunci funcția spline s care aproximează problema (1)—(2) există și este unică.

Pentru $m = 3$ și $n = 2$, adică în cazul aproximării soluției unei ecuații diferențiale de ordinul doi printr-o funcție spline cubică, condiția (20) devine :

$$\frac{h^2}{6} + \frac{h}{2} < \frac{1}{\mathfrak{L}},$$

sau :

$$0 \leqslant h \leqslant \frac{-3 + \sqrt{9 + \frac{24}{\mathfrak{L}}}}{2}. \qquad (21)$$

În cazul circuitelor descrise de ecuația (1) constanta Lipschizt se determină cu relația cunoscută :

$$\mathfrak{L} = \max\left\{\frac{\partial F}{\partial t}, \frac{\partial F}{\partial J}, \ldots, \frac{\partial F}{\partial J^{(n-1)}}\right\}. \qquad (22)$$

În cazul unei ecuații diferențiale de ordinul doi ($n = 2$) :

$$\mathfrak{L} = \max\left\{\frac{\partial F}{\partial t}, \frac{\partial F}{\partial J}, \frac{\partial F}{\partial J'}\right\}. \qquad (23)$$

ANEXA I

Se consideră următorul exemplu : să se determine răspunsul unui circuit R, L, C în regim liber descris de ecuația diferențială :

$$L\frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C}\int_{-\infty}^{t} i\,dt = 0.$$

Ținînd seama că $i = \frac{dq}{dt}$ și că circuitul este relaxat, adică :

$$q_0 = \frac{1}{c}\int_{-\infty}^{0} i\,dt = 0,$$

se obține ecuația circuitului :

$$\frac{d^2q}{dt^2} + \frac{R}{L}\frac{dq}{dt} + \frac{1}{LC}q = 0,$$

cu notațiile :

$$q = y, \quad R/L = 2\alpha, \quad \frac{1}{LC} = \omega^2,$$

ecuația diferențială devine :

$$\frac{d^2y}{dt^2} + 2\alpha\frac{dy}{dt} + w^2y = 0, \qquad (24)$$

sau :

$$y'' = F(y, y') = -(2\alpha y' + \sigma^2 y).$$

Sistemele (16) şi (19) în această situaţie se scriu :

$$m_1 = m_0 + \frac{h}{2}[-(2\alpha m_1 + \omega^2 y_1) + M_0],$$
$$y_1 = y_0 + \frac{h^2}{6}[-(2\alpha y m_1 + \omega^2 y_1) + 2M_0]hm_0, \quad (25)$$

respectiv :

$$m_{i+1} = m_i + \frac{h}{2}[M_i - (2\alpha m_{i+1} + \omega^2 y_{i+1})],$$
$$y_{i+1} = 2y_i + \frac{h^2}{6}[M_{i-1} + 4M_i - (2\alpha m_{i-1} + \omega^2 y_{i+1})] - y_{i-1}, \quad (26)$$

Adoptînd notaţiile :

$$A = 1 + \frac{h^2\omega^2}{6} - \frac{\alpha h^3 \omega^2}{6(1+\alpha h)},$$
$$B = y_0 + \frac{h^2}{3}M_0 - \frac{h^2\alpha}{3(1+\alpha h)}\left(m_0 + \frac{h}{2}M_0\right) + hm_0,$$
$$A_i = m_i + \frac{h}{2}M_i,$$
$$C_i = 2y_i - y_{i-1} + \frac{h^2}{6}M_{i-1} + \frac{2}{3}h^2 M_i,$$

se obţin soluţiile :

$$y_1 = \frac{B}{A}, \quad (27)$$
$$m_1 = \frac{1}{1+\alpha h}\left(m_0 + \frac{h}{2}M_0\right) - \frac{h\omega^2}{2(1+\alpha h)}y_1,$$

respectiv :

$$y_{i+1} = \frac{C_i}{A} - \frac{\alpha h^2}{3(1+\alpha h)}\frac{A_i}{A},$$
$$m_{i+1} = \frac{1}{1+\alpha h}A_i - \frac{h\omega^2}{2(1+\alpha h)}y_{i+1}, \quad (28)$$
$$i = \overline{1, N-1}$$

şi mai departe se determină M_{i+1} :

$$M_{i+1} = -(2\alpha m_{i+1} + \omega^2 y_{i+1}). \quad (29)$$

Constanta Lipschitz asociată ecuaţiei (24) se determină din condiţia :

$$\mathfrak{L} = \max\{2\alpha, \omega^2\}. \quad (30)$$

În continuare se particularizează ecuaţia (24) pentru $\alpha = 5$ şi $\omega = 4$. Astfel :

$$\frac{d^2y}{dt^2} + 10\frac{dy}{dt} + 16y = 0. \quad (31)$$

Considerînd condiţiile iniţiale :

$$y(0) = y_0 = 0,$$
$$y'(0) = y_0' = m_0 = 6, \quad (32)$$

Tabelul 1

i	t_i	Y	Y_0	a_i	b_i	c_i	d_i
0	0,0	0,0000	0,0000	100,000	−39,738	−1,000	4,000
1	0,10	0,3603	0,3694	39,738	−14,784	−4,000	4,615
2	0,20	0,4468	0,4684	14,784	− 4,626	−4,615	4,344
3	0,30	0,4298	0,4581	4,626	− 0,637	−4,344	3,795
4	0,40	0,3789	0,4086	0,637	0,805	−3,795	3,208
5	0,50	0,3216	9,3496	−0,805	1,219	−3,208	2,669
6	0,60	0,2682	0,2930	−2,119	1,233	−2,669	2,203
7	0,70	0,2216	0,2429	−1,233	1,109	−2,203	1,812
8	0,80	0,1823	0,2002	−1,109	0,950	−1,812	1,487
9	0,90	0,1497	0,1646	−0,950	0,796	−1,487	1,219
10	1,00	0,1227	0,1350	−0,796	0,659	−1,219	0,999
11	1,10	0,1006	0,1107	−0,659	0,543	−0,999	0,818
12	1,20	0,0824	0,0907	−0,543	0,446	−0,818	0,670
13	1,30	0,0675	0,0742	−0,446	0,365	−0,670	0,549
14	1,40	0,0553	0,0608	−0,365	0,299	−0,549	0,449
15	1,50	0,0453	0,0498	−0,299	0,245	−0,449	0,368
16	1,60	0,0371	0,0408	−0,245	0,201	−0,368	0,301
17	1,70	0,0304	0,0344	−0,201	0,164	−0,301	0,247
18	1,80	0,0249	0,0273	−0,164	0,134	−0,247	0,202
19	1,90	0,0204	0,0224	−0,134	0,110	−0,202	0,165
20	2,00	0,0167	0,0183	−0,110	0,090	−0,165	0,135
21	2,10	0,0137	0,0150	−0,905	0,074	−0,135	0,111
22	2,20	0,0112	0,0123	−0,741	0,060	−0,111	0,091

se detemină soluția exactă :

$$y(t) = e^{-2t} + e^{-8t}.$$

Rezolvînd problema (31)—(32), după algoritmul propus, se determină și soluția aproximativă. Pentru comparație sînt trecute în tabelul 1 valoarea exactă notată cu Y_0 și valoarea aproximativă notată Y.

Constanta Lipschitz din condiția (30) rezultă $\mathfrak{L} = \omega^2 = 16$, iar pasul de iterație se obține $h = 0{,}12$. S-a ales $h = 0{,}10$, $t_0 = 0$ $t_N = 2{,}20$, $N = 23$.

Observație

În ultimele patru coloane mărimile a_i, b_i, c_i, d_i reprezintă coeficienții funcției spline (3) scrisă sub forma :

$$s(t) = a_i (t - t_{i+1})^3 + b_i (t - t_i)^3 + c_i(t - t_{i+1}) + d_i (t - t_i),$$

unde :

$$a_i = -\frac{M_i}{6h}, \quad b_i = \frac{M_{i+1}}{6h},$$

$$c_i = -\frac{6y_i - M_i h^2}{6h}, \quad d_i = \frac{6y_{i+1} - M_{i+1} h^2}{6h}.$$

Astfel se poate determina răspunsul sub forma analitică pe oricare subinterval $[t_i, t_{i+1}]$. De exemplu, pe intervalul [1,60; 1,70] expresia răspunsului este :

$$s(t) = -0{,}245(t - 1{,}70)^3 + 0{,}201(t - 1{,}60)^2 - 0{,}368(t - 1{,}70) + 0{,}301(t - 1{,}60),$$

$$t \in [1{,}60,\ 1{,}70].$$

În punctul $t = 1{,}65$, valoarea răspunsului este $s(1{,}65) = 0{,}0275$.

Calculele au fost făcute în urma întocmirii unui program FORTRAN pe un calculator IRIS 50. Programul nu prezintă dificultăți.

Concluzii

Metoda funcțiilor spline propusă în lucrarea [2], ca instrument matematic în analiza circuitelor electrice sau electronice, deschide noi căi de exprimare a răspunsului circuitelor la semnale de formă oarecare.

Avantajul metodei este că evidențiază comportarea de ansamblu a circuitului într-o manieră globală pe fiecare subinterval și nu în maniera punct cu punct.

Determinarea funcției spline de aproximare este echivalentă cu rezolvarea unui sistem algebric de ecuații liniare sau neliniare în funcție de tipul circuitului liniar sau neliniar.

Bibliografie

[1] *Micula, Gh.*, Funcții spline și aplicații. Ed. Tehnică, București, 1978.

[2] *Săvescu, M.* Metode în analiza circuitelor electronice Ed. Științifică și Enciclopedică. București, 1985.

[3] *Fejes, J.* Funcții spline în teoria mecanismelor. Ed. Științifică și Enciclopedică, București, 1981.

MANIFESTĂRI TEHNICO-ŞTIINŢIFICE

Simpozionul naţional „Materiale şi sisteme de izolaţie de clase superioare pentru maşini, transformatoare şi aparate electrice înalt performante"

Institutul de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică (ICPE) din Bucureşti, a organizat şi găzduit în luna mai a.c. Simpozionul Naţional „Materiale şi sisteme de izolaţie, de clase superioare, pentru maşini, transformatoare şi aparate electrice înalt performate".

Simpozionul a beneficiat de prezenţa în comitetul de onoare a unor personalităţi de seamă din domeniul electrotehnicii ca Alexandru Necula — ministrul industriei electrotehnice; Angela Voicilă şi Nicolae Vaidescu — adjuncţi ai ministrului industriei electrotehnice; Florin-Teodor Tănăsescu şi Diamanta Laudoniu — vicepreşedinţi ai CNST; Cristofor Simionescu — vicepreşedinte al Academiei RSR; Aurel Sandu — director general ICIEt; Maria Ionescu — director general ICCh-Bucureşti; Cristian-Traian Bârcă — director ICPE; Valerius Stanciu — director MIEt; Lucia Stanciu — şef secţie ştiinţă — Comitetul Municipal P.C.R.—Bucureşti, Monica Aurite — director adjunct tehnic MIEt; Julieta Florea — decanul Facultăţii de Electrotehnică-Energetică I.P. Bucureşti; Ioan Bejan — decanul Facultăţii de Electrotehnică — I. P. — Iaşi.

Programul acestei interesante manifestări tehnico-ştiinţifice a cuprins:

— comunicări de domeniu;
— comunicări de materiale noi;
— comunicări de încercări — caracterizări;
— comunicări de aplicaţii.

În prima grupă de comunicări specialişti din ICPE şi din institute de învăţământ superior din ţară au prezentat comunicări de înaltă ţinută ştiinţifică şi tehnică cum sînt:

● *Unele consideraţii asupra maşinilor electrice izolate în clasa H* — în care se fac referiri la cerinţele şi aplicaţiile maşinilor electrice pentru condiţii grele de exploatare; la evoluţia recentă a motoarelor electrice de tracţiune cu izolaţii de clase superioare F, H şi propuneri de clasă C.

● *Progrese în domeniul polimerilor organici termo-stabili* — comunicare cuprinzînd consideraţii generale privind polimerii termostabili şi date referitoare la sinteza, proprietăţile şi aplicaţiile polimerilor organici termostabili sub formă de lacuri de emailare şi de impregnare stratificate, folii, fibre, adezivi şi mase de presare în domeniile aeronautic, electronic, nuclear şi electrotehnic.

● *Coordonarea izolaţiei în transformatoarele electrice uscate cu tensiuni nominale pînă la 50 kV* — în care se examinează criterii ce stau la baza coordonării izolaţiei şi se prezintă metoda de rezolvare a problemei de cîmp electric, calculul solicitărilor electrice ale izolaţiei înfăşurării de înaltă tensiune, în zona de capăt, respectiv în zona centrală, pentru transformatorul uscat, realizat cu subansamble izolate din fibră de sticlă, sticlostratitex şi răşini siliconice.

● *Durata de viaţă a materialelor electroizolante supuse unor solicitări termice, radiative, electrice şi mecanice* — lucrare care a evidenţiat elemente legate de îmbătrînirea materialelor izolatoare supuse acţiunii căldurii, radiaţiilor gamma, cîmpului electric şi încovoierii alternative.

● *Materiale electroizolante pentru clase de izolaţie superioare. Realizări şi perspective* — lucrare legată de eficienţa tehnico-economică a utilizării materialelor electroizolante de clase termice superioare în construcţia de maşini electrice.

● *Influenţa acţiunii fluxurilor de electroni asupra străpungerii răşinilor epoxidice* — care a prezentat rezultatele acţiunii fluxurilor de electroni asupra unor probe din răşini epoxidice utilizate în construcţia sistemelor de izolaţie ale maşinilor electrice.

● *Fibre-carbon şi compozite pe bază de fibre-carbon. Realizări şi perspective de utilizare în industria electrotehnică* — material în care au fost expuse unele domenii de aplicabilitate a produselor şi compozitelor din fibre-carbon cu utilizare în industria construcţiilor de maşini şi electrotehnică.

* * *

O altă grupă de comunicări s-a referit la *materiale noi*. În cadrul acestei grupe s-au prezentat următoarele lucrări:

● *Sinteze de maleimide* — care a evidenţiat o metodă de sinteză în două trepte a mono- şi polimaleimidelor folosind noi catalizatori — săruri de magneziu (clorură, sulfat, carbonat, stearat, perclorat sau acetat).

● *Lacuri de emailare* de clasa H, *cu parametri calitativi superiori*. Acest material cuprinde parametrii tehnici şi economici ai unor lacuri de emailare de clasă H pe bază de răşini poliesterimide şi prezintă două tipuri de lacuri: un lac cu grad de integrare mărit pe bază de solvenţi glicoleteri şi un lac cu viteză mare de emailare pe bază de solvent-crezol.

● *Cercetări în domeniul lacurilor de impregnare cu performante ridicate* — în care s-au pre-

zentat lacurile de impregnare de clasă F, existente pe plan mondial, concomitent cu o nouă rețetă de lac cercetată de ICPE și realizată la întreprinderea „Policolor" — București. Au fost menționate, de asemenea, performanțele electrice și termice ale lacurilor străine în comparație cu cele ale lacurilor realizate în țara noastră.

● *Materiale stratificate cu stabilitate termică mărită pe bază de poliesteri nesaturați.* Această comunicare trece în revistă preocupările din ultimii ani în direcția obținerii de materiale electroizolante din poliesteri nesaturați armați cu fire și țesături din fire de sticlă, ca și rezultate privind stabilitatea termică a acestor materiale.

● *Noi tipuri de conductori izolați pentru clasa F de izolație termică,* comunicare ce prezintă studiile efectuate la ICPE-București pentru obținerea de conductori emailați și izolați cu folie poliesterică în condiții normale de umiditate și la temperatura de —40°C.

● *Izolații sintetice combinate cu indice de temperatură mai mare de* 155°C — lucrare care prezintă performanțele izolațiilor combinate înnobilate ICI-Term, ce vor fi utilizate în industria electrotehnică la fabricația motoarelor electrice de clasă F cu IT = 172°C.

● *Tendințe și realizări în direcția înglobării mașinilor electrice în rășini siliconice.*

Venind în întîmpinarea unor cerințe tehnice actuale și de perspectivă, lucrarea prezintă unele aspecte privind aplicarea unor materiale siliconice la realizarea mașinilor și aparatelor electrice cu performanțe ridicate, destinate unor utilizări speciale.

● *Utilizarea produselor pe bază de mica în construcția de mașini și aparate electrice în execuție tropicalizată.*

Comunicarea prezintă rezultatele cercetărilor de laborator efectuate pe o serie de sorturi de izolații din producția indigenă, cu scopul lărgirii gamei de materiale recomandate pentru execuția mașinilor electrice destinate să funcționeze în climat tropical umed.

● *Lac de încleiere cu rezistență termică ridicată* — lucrare ce prezintă rezultatele privind obținerea unor lacuri cu structură poliesterimidică cu rezistență termică ridicată, utilizate la încleierea fibrelor de sticlă pe conductoare de cupru.

● *Adeziv electroizolant pentru mașini electrice de clasa* F — comunicare privind folosirea adezivilor ca materiale auxiliare pentru asamblare și izolare în construcția mașinilor și aparatelor electrice.

● *Amestec de pompare termo-fenolic de tip* TP-2 — cu referire la amestecul de formare prin compresiune la cald, avînd la bază rășină fenolformaldehidică modificată și materiale de umplutură, în principal fibre de sticlă sau azbest. Simbolul amestecului de formare este TP—2.

● *Materiale electroizolante preimpregnate.* Comunicarea conține date asupra celor mai semnificative tipuri de materiale preimpregnate (prepreguri) recomandate a fi utilizate în sistemele de izolație de clasă F și H. Se prezintă, de asemenea, un material preimpregnat pe bază de țesătură de sticlă și rășină poliesterică modificată, realizat de ICPE, în principal pentru izolarea și consolidarea camerelor de stingere ale descărcătoarelor electrice.

● *Conducte de conexiune de clasă termică ridicată, utilizate în echipamente speciale.* Comunicarea prezintă izolația din teflon a cablurilor și conductelor electrice de conexiune, care asigură echipamentelor electrice o funcționare în limite largi de temperatură : — 55° C ÷ 250°C. Se prezintă realizările ICPE în domeniul conductelor de conexiune cu izolație din teflon, performanțele obținute pe prototipurile realizate.

● *Pigment galben termorezistent destinat colorării teflonului.* Această lucrare se referă la propoziția reactanților din sistemul oxidic în NiO-TiO_2-a-Sb_2O_3 și anumite condiții de sinteză care asigură dezvoltarea de nuanțe galbene. Pigmenții rezultați prezintă rezistență și putere de acoperire ridicate, fiind recomandați în colorarea teflonului folosit la izolarea conductelor de conexiune pentru echipamente de joasă frecvență ce funcționează în limite largi de temperatură.

● *Pigment verde termorezistent destinat colorării teflonului.* Lucrarea prezintă compoziția-chimică, condițiile de pirosinteză și caracteristicile tricromatice ale unui pigment verde termorezistent, destinat colorării teflonului, utilizat la izolarea conductelor de conexiune, unisau multifilare pentru echipamente de joasă frecvență.

● *Materiale electroizolante compozite pentru crioelectrotehnică.* Comunicarea conține rezultatele studiului de materiale electroizolante compozite pentru crioelectrontehnică (materiale pe bază de rășină DINOX 110 E cu umplutură de talc, făină de cuarț și alumină).

● *Influența caracteristicilor fizico-chimice-electrice asupra performanțelor unor pelicule pe bază de materiale pulverulente epoxidice.* Se expun probleme ale studiului influenței caracteristicilor fizico-chimice-electrice asupra performanțelor unor pelicule pe bază de materiale pulverulente electroizolante aplicate în izolarea crestăturilor mașinilor electrice ș.a.

● *Materiale electroizolante specifice microundelor.* Lucrarea analizează comportarea unui număr restrîns de materiale folosite uzual în domeniul microundelor, examinînd limitele și domeniile posibile de aplicație, folosind metode specifice de control.

● *Benzi de mulare la rece a cablului de alimentare a agregatului submersibil de pompare a țițeiului.* Se expun realizări ale ICPE în domeniul benzilor de cauciuc cu proprietăți autofuzibile,

autosudabile și autoaderente utilizabile în electrotehnică.

● *Conductoare de aluminiu cu izolație electrică formată prin oxidare anodică.* Comunicarea descrie caracteristicile electrice ale unor conductoare din aluminiu sub formă de sîrme-benzi, a căror izolație electrică a fost obținută prin oxidare anodică.

● *Polipropilenă de fabricație indigenă utiliazată ca izolație pentru cabluri și conductoare electrice.* Comunicarea tratează despre polipropilenă ca material electroizolant nou, produs în țara noastră și utilizat cu succes în construcția cablurilor și conductorilor electrici pentru programele prioritare de investigare geofizică și prospecțiuni seismice.

● *Contribuții la realizarea în țară a uleiurilor electroizolante aditive.* Comunicarea prezintă rezultatele cercetărilor privind îmbunătățirea indicilor de performanță ai uleiului electroizolant prin utilizarea inhibitorului de oxidare fenil β naftilamină, produs indigen, precum și comportarea în exploatare a uleiului.

● *Influența temperaturii asupra parametrilor schemei electrice echivalente dielectricilor polari lichizi. Caracterisitici izotangente.*

● *Considerații privind funcționarea condensatoarelor din instalațiile de compensare a factorului de putere în regim periodic nesinusoidal,* în *condițiile PE—143—1980 al MEE.* Lucrarea expune caracteristicile reale ale dielectricilor polari lichizi, stabilind expresiile puterilor active și reactive de funcționare în regim periodic nesinusoidal.

● *Polimeri sintetici utilizați în industria papetară electrotehnică și influența lor asupra proprietăților funcționale și a fiabilității produselor.* Este un studiu care crează posibilitatea modernizării tehnologiilor clasice de fabricare a produselor electrotehnice papetare.

● *Materiale electroizolante fibroase. Comportarea celulozelor electrotehnice indigene în procesele de degradare termică.* În această comunicare se studiază stabilitatea termică a celulozelor electrotehnice indigene în cadrul proceselor termice specifice.

● *Poliamide aromatice utilizate ca materiale electroizolante în industria electrotehnică. Realizări și perspective.*

Lucrarea prezintă noutăți privind utilizarea poliamidelor aromatice în industria electrotehnică, precum și realizările și perspectivele de obținere a produselor pe bază de poliamide aromatice la Centrul de Cercetări Hidrochimice Săvinești.

● *Materiale stratificate pe bază de poliolefine aromate cu fibră de sticlă.*

Se prezintă un nou tip de material special pe bază de poliolefine aromate, cu conținut ridicat de fibre de sticlă, cu proprietăți fizico-mecanice bune și o deosebită stabilitate în medii puternic corozive. Sînt menționate cîteva posibilități de utilizare în industria electrotehnică.

● *Termopolimeri pe bază de poliamide cu utilizări în industria electrotehnică.*

Lucrarea prezintă cîteva tipuri de poliamide standard sau modificate, cu utilizare în electrotehnică.

● *Folii sintetice modificate. Obținere și proprietăți.*

Se fac considerații teoretice și practice în domeniul obținerii foliilor poliesterice metalizate, materiale cu largi posibilități de utilizare tehnică.

* * *

La secția „*Încercări-caracterizări de materiale*" s-au prezentat următoarele comunicări :

— *Evaluarea clasei termice, criteriu de bază în caracterizarea unui produs electrotehnic.*

— *Materialele electroizolante în sisteme de izolație de clasă termică ridicată pentru fabricația de mașini și aparate electrice.*

— *Metode de caracterizare a unor pelicule electroizolante obținute din materiale pulverulente.*

— *Materiale și sisteme de izolație utilizate la realizarea mașinilor electrice în execuție tropicalizată.*

— *Noi sorturi de materiale termorigide utiliazate la produse și echipamente electrice.*

— *Sisteme de izolație cu funcționare în condiții speciale. Metode de încercare.*

— *Studiul prin spectrometrie IR a comportării fibrelor de poliamidă 6 la tratament termic.*

— *Metode și instalații de încercare standardizate și nestandardizate pentru stabilirea performanțelor conductoarelor emailate cu indice de temperatură ridicat.*

— *Metode moderne de investigare. Structura filmelor sintetice.*

Aceste comunicări au fost prezentate în majoritate de specialiști din ICPE, reflectînd cercetări întreprinse, rezultate experimentale și rezultate obținute în realizarea de noi materiale cu utilizare în industria electrotehnică, vizînd, în special, înlocuirea de materiale din import.

* * *

O ultimă secție a simpozionului s-a referit la „*Aplicații ale materialelor noi în mașini, transformatoare, aparate și cabluri electrice*". În cadrul acesteia s-au prezentat următoarele comunicări :

● *Tehnologii și materiale noi în fabricația generatoarelor și motoarelor pentru CNE.*

● *Aspecte legate de execuția înfășurărilor și de caracteristicile materialelor care influențează asupra calității izolației electrice de înaltă tensiune.*

● *Experimentări privind execuția bobinelor polare pentru hidrogeneratoare cu izolația între spire, realizată cu materiale din țară.*

● *Studiu privind influența solvenților din lacurile de aglomerare asupra calității izolațiilor înfășurărilor electrice de înaltă tensiune.*

● *Utilizarea izolației de clasă superioară în construcția servomotoarelor de c.c. cu rotor-disc.*

● *Creșterea eficienței economice a activității de fabricare a mașinilor electrice prin utilizarea schemelor de izolație de clasă termică superioară.*

● *Utilizarea lacurilor de impregnare cu solvenți reactivi de clasă de izolație superioară în construcția micromașinilor electrice.*

● *Mase de turnare și încapsulare utilizate în construcția micromașinilor electrice.*

● *Solicitări electrice ale izolației transformatoarelor de mare putere la supratensiuni.*

● *Construcție modernizată a unei serii de transformatoare trifazate uscate de joasă tensiulne, cu puteri 10—315 kVA cu conductoare izoate cu email și folie poliesterică pentru clasa de izolație F.*

● *Schema de izolație de clasă F la transformatoarele de sudare cu arc electric.*

● *Schema de izolație a unor transformatoare de sudare prin puncte cu performanțe ridicate.*

● *Sisteme de izolație pentru aparate de comutație de joasă tensiune în execuție specială.*

● *Cabluri pentru alimentarea agregatelor submersibile de pompare a țițeiului — construcție și materiale.*

Comunicările prezentate la această secție au avut ca scop caracterizarea materialelor în corelație cu necesitățile noilor tehnologii aplicate; realizarea în țară a unor noi sortimente de materiale pentru industria electrotehnică; aspecte legate de execuția materialelor cu influențe hotărîtoare asupra calității și fiabilității produselor; rezultate exprimentale obținute în elaborarea materialelor noi de către ICPE și alte unități industriale din țară; economiile de materiale; performanțe ale materialelor și avantajele acestora; elemente de proiectare și încercări ale motoarelor și transformatoarelor electrice; reducerea gabaritelor și greutății produselor electrotehnice etc.

* * *

Prin prezentarea clară a comunicărilor, prin schimbul util de opinii ce a avut loc, Simpozionul a înregistrat un succes științific și tehnic deosebit, stimulînd activitatea de cercetare și realizările de domeniu și înscriindu-se ca un mijloc facil pe coordonatele noi ale cunoașterii.

Lucrările Simpozionului se vor publica în numerele următoare ale revistei noastre.

G. Andrei

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA" (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice, apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) București. Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare este de 120 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export — import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001 — Telex 01.12.26

Tiparul: Întreprinderea Poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 1356

1987 DEC 10

E2040/1 04 ETE

1983 JAN 25
Referálva

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 35 • NR. 7 • OCTOMBRIE 1987

Electrotehnica
Electronica
Automatica

ORSZÁGOS MŰSZAKI INFORMÁCIÓS HÖLPONTÉS HÖNYVTÁR 1883

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ANUL 35 Nr. 7 octombrie 1987

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.3.017.42

CONTACTE ELECTRICE
GIROSCOPIE

Oprea, M., Ignat, M. : **Contacte electrice alunecătoare utilizate în giroscopie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 7, oct 1987, p. 245

Lucrarea tratează despre contactele prin care se distribuie energie electrică în cadrul echipamentelor giroscopice şi anume despre contactele alunecătoare de „precizie" prin care se realizează transmiterea de informaţii şi semnale.

CZ 621.35:621.396.24

INSTALAŢII CU MICROUNDE
PROTECŢIE

Miron, D. ş.a. : **Contribuţii privind soluţiile constructive şi elementele de automatizare aferente instalaţiilor cu microunde pentru asigurarea protecţiei magnetroanelor şi a personalului de servire.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 7, oct 1987, p. 253

În lucrare sînt prezentate contribuţiile autorilor la elaborarea de soluţii constructive şi elemente de automatizare aplicate în instalaţiile cu microunde realizate în ICPE, în vederea asigurării protecţiei magnetroanelor şi a personalului de servire.

CZ 621.3.082.7;621.3.082.4;621.3.012.8

TRANSDUCTOR PIEZOELECTRIC
SCHEMĂ ELECTRICĂ ECHIVALENTĂ

Ignea, A. : **Determinarea unor parametri ai schemei electrice echivalente transductoarelor piezoelectrice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 7, oct 1987, p. 258

Articolul se referă la modul de determinare a elementelor matricei generale a cuadripolului electric echivalent transductoarelor piezoelectrice [*A*], bazat pe metoda autoreciprocităţii în impuls. Pentru aplicaţiile practice este suficientă cunoaşterea expresiei $A_{21} Z_0 + A_{22}$, a cărei determinare este exemplificată pentru un transductor piezoelectric folosit în defectoscopie.

CZ 621.83:621.314.5

CIRCUITE DE TEMPORIZARE
ACŢIONĂRI

Szasz, A. : **Proiectarea circuitelor de temporizare pentru echipamentele de comandă automată a acţionărilor electrice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 7, oct 1987, p. 262

Lucrarea expune metodele de proiectare a circuitelor de temporizare realizate cu ajutorul comparatoarelor (în care scop se deduc relaţiile de calcul exacte ale temporizărilor) ; stabileşte modul de utilizare a lor la proiectarea circuitelor şi prezintă scheme logice de calcul care stau la baza elaborării programelor pentru proiectarea asistată de calculator a circuitelor de temporizare.

CZ 621.316.53

REANCLANŞARE AUTOMATĂ
PROTECŢII LA AUTOPORNIRE
CONTACTOARE DE JOASĂ TENSIUNE

Suceveanu, I. D. : **Autopornirea şi delestarea automată temporizată a receptorilor electrici.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 7, oct 1987, p. 268

Se prezintă consideraţii privind autopornirea motoarelor electrice, modul de determinare a numărului şi puterii acestora şi a treptelor de delestare, precum şi măsurile ce trebuie luate în sistemul de alimentare cu energie electrică. Sînt analizate şi prezentate diferite variante de scheme de comandă pentru autopornire şi delestare temporizată.

CZ 621.313.334

MOTOR SINCRON
MICROPROCESOR

Comşa, A : **Comanda motorului sincron cu sistem cu microprocesor.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 7, oct 1987, p. 276

Se analizează funcţionarea motorului sincron în regim capacitiv, prin măsurarea defazajului cu ajutorul unui sistem cu microprocesor.

CZ 621.313.2:537.318

MAŞINI SUPRACONDUCTOARE
CRIOGENIE

Deleşega, I. : **Model experimental propus pentru rotorul criotransmisiei electrodinamice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 7, oct 1987, p. 278

Se prezintă forma constructivă propusă pentru un rotor echipat cu înfăşurări supraconductoare. Proiectul a fost elaborat pentru a fi predat la o unitate specializată din ţară pentru realizarea practică a unui model de laborator integrabil în maşini supraconductoare.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. ing. C. APETREI ; dr. ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; prof. dr. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.3.017.42

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ КОНТАКТЫ
ГИРОСКОПИЯ

Опря, М., Игнат, М.: **Скользящие электрические контакты используемые в рамках гироскопии.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35,** № 7, окт 1987 г., стр. 245

В работе рассматриваются те контакты, через которых распределяется электрическая энергия при гироскопиеческих оборудованиях, а именно ,,прецизионные'' скользящие контакты при помощи которых осуществляется передача информаций и сигналов.

УДК 621.35: 621.396.24

МИКРОВОЛНАЯ УСТАНОВКА
ЗАЩИТА

Мирон, Д. и др.: **Взносы о конструктивных решениях и элементах автоматизирования положенных микроволным установкам для обеспечения защиты магнетронов и обслуживающего персонала.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35,** № 7, окт 1987 г., стр. 253

В работе представлены взносы авторов при разработе конструктивных решений и элементов автоматизирования, применяемых в осуществленных в ICPE микроволных установках, с целью обеспечения защиты магнетронов и обслуживающего персонала.

УДК 621.1.30.82.7;621.3.082.4;621.3.012.8

ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ТРАНСДУКТОР
ЭКВИВАЛЕТНАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СХЕМА

Игня, А.: **Определение некоторых параметров эквивалентной электрической схемы пьезоэлектрическим трансдукторам.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35,** № 7, окт 1987 г., стр. 258

Статья относится к способу определения элементов общей матрицы эквивалентного электрического четырёхполюсника пьезоэлектрическим трансдукторам [А], имея в основе метод импульсной автовзаимости. Для практических применений является достаточным познание уравнения $A_{21}Z_0 - A_{22}$, определение которого демонстрировано для пьезоэлектрического трансдуктора используемого в дефектоскопии.

УДК 621.83:621.314.5

СХЕМА ЗАДЕРЖКИ
ПРИВОД

Сзаса, А.: **Проектирование схем задержки для оборудований автоуправления электроприводов.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35,** № 7, окт 1987 г., стр. 262

В работе представляются методы проектирования схем задержки, осуществленных при помощи компараторов (с этой целью выводятся точные расчётные отношения задержки); определяется способ их употребления при проектировании схем и представляются логические расчётные схемы, являющиеся в основе разработки программ для проектирования схем задержки при помощи ЭВМ.

УДК 621.316.53

АВТОМАТИЧЕСКОЕ ПОВТОРНОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ
ЗАЩИТА ОТ САМОЗАЖИГАНИЮ
КОНТАКТОРЫ НИЗКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Сучевяну, И. Д.: **Самозажигание и автоматическое выдерживанное выбрасывание электрических приёмников.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35,** № 7, окт 1987 г., стр. 268

Представляются соображения по самозажиганию электродвигателей, способ определения их числа и силы и порогов выбрасывания, а также и необходимые применяемые меры при системе электропитания. Анализируются и представляются различные варианты управляющих схем для самозажигания и выдерживанного выбрасывания.

УДК 621.313.334

СИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
МИКРОПРОЦЕССОР

Комша, А.: **Управление синхронного двигателя с микропроцессорной системой.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35,** № 7, окт 1987 г., стр. 276

Рассматривается работа синхронного двигателя в ёмкостном режиме измерением сдвига фаз при помощи микропроцессорной схемы.

УДК 621.313.2:537.318

СВЕРХПРОВОДЯЩИЕ МАШИНЫ
КРИОГЕНИЯ

Делешега, И.: **Экспериментальная модель преполагаемая для ротора электродинамической криопередачи.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 35,** № 7, окт 1987 г., стр. 278

Представляется конструктивная форма, предполагаемая для оснащенного сверхпроводящими намотками. Проект разработан с целью передачи специализированному предприятию из страны для практического изготовления лабораторьной модели интегрируемой в сверхпроводящие машины.

INHALT

DK 621.3.017.42

ELEKTRISCHE KONTAKTE
GYROSKOPIE

Oprea, M., Ignat, M. : **Gleitende elektrische Kontakte in der Gyroskopie verwendet.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** Nr. 7, Okt 1987, S. 245

Die Arbeit bezieht sich auf die Kontakte wodurch die elektrische Energie, im Rahmen der gyroskopischer Ausrüstungen verteilt wird ; das sind gleitende „Präzisionskontakte" durch welche man die Informations — und Signalübertragung herstellt.

DK 621.35 :621.392.24

MIKROWELLENGERÄTE
SCHUTZ

Miron, D. u.a. : **Beiträge bezüglich der konstruktiven Lösungen und der entsprechenden Automatisationselemente der Mikrowellengeräte für die Sicherung des Magnetronschutzes und des Bedienungspersonals.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** Nr. 7, Okt 1987, S. 253

In der Arbeit werden die Beiträge der Autoren im konstruktiven Lösungsentwurf und Automatisationselemente die in Mikrowellengeräte verwendet werden, an ICPE durchgeführte u.z.w. hinsichtlich der Sicherung der Magnetronschutzes und des Bedienungspersonals, dargestellt.

DK 621.3.082.7 ;621.3.082.4 ;621.3.012.8

PIEZOELEKTRISCHER MAGNETISCHER VERSTÄRKER
ERSATZSCHEMA

Ignea, A. : **Bestimmung einiger Parameter der Ersatzschema piezoelektrischer magnetischer Verstärker.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** Nr. 7, Okt 1987, S. 258

Der Artikel bezieht sich auf die Bestimmungsart der Elemente in der allgemeinen Matrix des elektrischen Vierpols äquivalent der piezoelektrischen magnetischen Verstärker [*A*], auf Grund der eigenen Reziprokmethode im Impuls. Für die praktischen Anwendingen genügt die Kenntnis des Ausdruckes $A_{21}Z_0 + A_{22}$, dessen Bestimmung ein Beispiel für ein piezoelektrischer magnetischer Verstärker ist, den man in der Defektoskopie verwendet.

DK 621.83 ;621.314.5

ZEITVERZÖGERUNGSKREISLÄUFE
ANTRIEB

Ssasz, A. : **Entwurf der Zeitverzögerungskreisläufe für die automatischen Steuerungsausrüstungen der elektrischen Antriebe.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** Nr. 7, Okt 1987, S. 262

Die Arbeitstellt die Entwurfsmethoden der Zeitverzögerungskreisläufe, dar, die mit Hilfe der Vergleicher (man leitet die Rechnungsverhältnisse der Zeitverzögerung, ab) hergestellt sind ; man stellt die Anwendungsart dieser beim Entwurf der Kreisläufe fest und es werden logische Berechnungsschemas dargestellt, die als Grund der Programmentwicklungen für den Rechnerentwurf der Zeitverzögerungskreisläufe stehen.

DK 621.316.53

AUTOMATISCHE WIEDEREINSTELLUNG
SCHUTZ BEIM SELBSTANLASS
KONTAKTGEBER MIT NIEDERSPANNUNG

Suceveanu, I. D. : **Selbstanlass und automatische Zeitverzögerte Ballastausgabe der elektrischen Empfänger.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** Nr. 7, Okt 1987, S. 268

Es werden Beiträge bezüglich des Selbstanlasses von elektrischen Motoren, die Bestimmungsart der Zahl un deren Leistung und der Ballastausgabstufen, als auch die Massnahmen für die mit elektrischer Energie Versorgungssysteme, dargestellt. Es werden verschiedene Varianten der Schaltschemas für Selbstanlass und zeitverzögerte Ballastausgabe dargestellt und analysiert.

DK 621.313.334

SYNCHRON MOTOR
MIKROPROZESSOR

Comşa, A. : **Steuerung des Synchronmotors mit einem Mikroprozessorensystem.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** Nr. 7, Okt 1987, S. 276

Man analysiert den Betrieb des Synchron Motors in kapazitiven Regime, mit Hilfe der Ausschlagmessung eines Mikroprozessorensystems.

DK 621.313.2 :537.218

HALBLEITENDE MASCHINEN
KRYOGENIE

Deleşega, I. : **Experimentelles Modell für den Läufer mit elektrodynamischer Kryoübertragung vorgestellt.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** Nr. 7, Okt 1987, S. 278

Man stellt die konstruktive Form für einen Läufer mit halbleitende Wicklungen ausgerüstet, dar. Der Entwurf wurde für die praktische Herstellung eines integrierbaren Labormodells in halbleitende Maschinen entwickelt, um es einer spezialisierten Abteilung im Land zu übergeben.

CONTENTS

DC 621.3.017.42

ELECTRIC CONTACTS
GYROSCOPY

Oprea, M., Ignat, M. : **Sliding Electric Contacts Used in Gyroscopy.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** no. 7, oct 1987, p. 245

The paper deals with the problem of contacts through which the electric energy is distributed within the gyroscopic equipments, with special reference to ,,accurate'' sliding contacts achieving signal and information transmission.

DC 621.35 :621.396.24

MICROWAVE EQUIPMENTS
PROTECTION

Miron, D. et al. : **Contibutions to Finding the Constructional Solutions and the Automatic Control Elements Afferent to Microwave Equipments, for Ensuring the Magnetron's and Operating Personnel's Protection.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 7, oct 1987, p. 253

The paper presents the authors's contributions to elaborating the constructional solutions and automatic control elements applied to the microwave equipments achieved in ICPE for ensuring the magnetron's and operating personnel's protection.

DC 621.3.082.7;621.3.082.4 ;621.3.012.8

PIEZOELECTRIC TRANSDUCER
THE EQUIVALENT CIRCUIT DIAGRAM

Ignea, A. : **Determination of Some Parameters of the Circuit Diagram Equivalent to Piezoelectric Transducers.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** no. 7, oct 1987, p. 258

The article reports on the way of determining the general matrix's elements of the electric quadripole equivalent to the piezoelectric transducers [*A*], based on the impulse self-reciprocity method. For practical application it is sufficient to know the expression $A_{21}Z_0 + A_{22}$, whose determination is exemplified for a piezoelectric transducer, used in fault detection.

DC 621.83;621.314.5

TIME DELAY CIRCUITS
DRIVES

Szasz, A. : **The Design of Time-Delay Circuits for the Automatic Control Gears of the Electric Drives.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** no. 7, oct 1987, p. 262

The paper presents the methods used in designing the time-delay circuits achieved with the aid of comparators (for this particular aim the exact calculation relationships of the timedelayings are deduced); the paper establishes the way the abovementioned methods are to be used in designing the time-delay circuits and presents the logical diagrams, basic in elaborating the program for the CAD of the time-delay circuits.

DC 621.316.53

AUTOMATIC RESET
AUTO-STARTING PROTECTIONS
LOW-VOLTAGE CONTACT MAKERS

Suceveanu, I. D. : **The Auto-Starting and the Automatic Delayed Load Discharge of the Electric Receivers.**
E.E.A. — **Electrotehnica 35,** no. 7, oct 1987, p. 268

The paper presents some considerations on the autostarting of the electric motors, the way of determining their number and output, the load discharge steps, as well as the measures to be taken within the power supply system. The different variants of the automatic control diagram for the auto-starting and delayed load control are presented and analysed.

DC 621.313.334

SYNCHRONOUS MOTOR
MICROPROCESSOR

Comșa, A. : **The Automatic Control of the Synchronous Motor with Microprocessor System.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** no. 7, oct 1987, p. 276

The operation of the synchronous motor in the capacitive regime is analysed by measuring the phase difference with the help of a microprocessor system.

DC 621.313.2 :537.318

SUPERCONDUCTING MACHINES
CRYOGENY

Deleșega, I. : **Experimental Model for the Rotor of the Electrodynamic Cryotransmission.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** no. 7, oct 1987, p. 278

The paper presents the constructional form that has been proposed for a rotor with three superconducting windings. The project has been elaborated for being delievered to a specialized plant in our country, thus making feasible a laboratory model, integrable within superconducting machines.

SOMMAIRE

CD 621.3.017.42

CONTACTS ÉLECTRIQUES
GYROSCOPIE

Oprea, M., Ignat, M. : **Contacts électriques glissants utilisés dans la gyroscopie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** no. 7, oct 1987, p. 245

Le travail concerne les contacts par lesquels on distribue de l'énergie électrique dans le cadre des équipements gyroscopiques, à savoir les contacts glissants de „précision"à l'aide desquels on réalise la transmission d'informations et de signaux.

CD 621.36:621.396.24

INSTALLATIONS À MICRO-ONDES
PROTECTION

Miron, D. et au. : **Contributions concernant les solutions constructives et les éléments d'automatisation afférents aux installation à microondes pour assurer la protection des magnétrons et du personnel.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** no. 7, oct 1987, p. 253

Dans ce travail on présente les contributions des auteurs à l'élaboration de solutions constructives et d'éléments d'automatisation appliqués aux installation à micro-ondes réalisées en ICPE, afin d'assurer la protection des magnétrons et du personnel.

CD 621.3·082.7;621.3·824;621.3.012.8

TRANSDUCTEUR PIÉZO-ÉLECTRIQUE
SCHÉMA ÉLECTRIQUE ÉQUIVALENT

Ignea, A. : **Détermination de certains paramètres du schéma électrique équivalent aux transducteurs piézo-électrique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** no. 7, oct 1987, p. 258

L'artiele se réfère à la modalité de détermination des éléments de la matrice générale du quadripôle électrique équivalent aux transducteus piézo-électriques, $[A]$, reposant sur la méthode de l'autoréciprocité en impulsion. Pour la mise en pratique, il suffit de connaître l'expression $A_{21}Z_0+A_{22}$. dont la détermination est exemplifiée pour un transducteur piézo-électrique employé dans la défectoscopie

---

CD 621.83;621.314.5

CIRCUITS DE TEMPORISATION
ENTRAINEMENTS

Szasz, A. : **Conception des circuits de temporisation pour les équipements de commande automatique des entraînements électriques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** no. 7, oct 1987, p. 262

Le travail expose les méthodes de conception des circuits de temporisation réalisés à l'aide de comparateurs (dans ce but on déduit les relations pour le calcul exact des temporisations) ; on y établit leur voie d'utilisation à la conception des circuits et l'on y présente des schémas logiques de calcul sur lesquels repose l'élaboration des programmes pour la conception assistée par ordinateur des circuits de temporisation.

CD 621.316.53

RÉENCLENCHEMENT AUTOMATIQUE
PROTECTIONS LORS DE L'AUTODÉMARRAGE
CONTACTEURS DE BASSE TENSION

Suceveanu, I. D. : **Autodémarrage et délestage automatique temporisé des récepteurs électriques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** no. 7, oct 1987, p. 268

On y présente des considérations sur l'autodémarrage des moteurs électriques, la modalité de détermination du nombre, de la puissance de ceux-ci et des phases de delestage, tout comme les mesures qui s'imposent dans le système d'alimentation à énergie électrique. On y analyse et l'on y présente diverses variantes de schémas de commande pour l'autodémarrage et le délestage temporisé.

CD 621.313.334

MOTEUR SYNCHRONE
MICROPROCESSEUR

Comşa, A. : **Commande du moteur synchrone à système à microprocesseur.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** no. 7, oct 1987, p. 276

On y analyse le fonctionnement du moteur synchrone en régime capacitif, par la mesure du déphasage à l'aide d'un système à microprocesseur.

CD 621.313.2:537.318

MACHINES SURCONDUCTRICES
CRYOGÉNIE

Deleşeaga, I. : **Modèle expérimental proposé pour le rotor de la cryotransmission électrodynamique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** no. 7, oct 1987, p. 278

On y présente la forme constructive proposée pour un rotor pourvu d'enroulements surconducteurs. Le projet a été élaboré afin d'être fourni à une entreprise spécialisée de notre pays dans le but de mettre en oeuvre un modèle de laboratoire intégrable aux machines surconductrices.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA“ (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice, apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) București. Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare, este de 120 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export — import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001 — Telex 01.12.26

Tiparul:
Întreprinderea Poligrafică „Informația“
București, str. Brezoianu, nr. 23—25, cd. 1565

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

CZ 621.3.017.42

Contacte electrice alunecătoare, utilizate în giroscopie

MIHAI OPREA, MIRCEA IGNAT* — BUCUREŞTI

1. Generalităţi

În domeniul instrumentelor şi aparatelor giroscopice, utilizate în aplicaţii aeronautice, în cele navale, geofizice, geologice, şi medicale, contactele electrice de tip alunecător joacă un rol deosebit.

Astfel, începînd cu traductoarele electromecanice unghiulare sau de poziţie, continuînd cu traductoarele electromecanice şi potenţiometrice de presiune, temperatură şi terminînd cu complicatele centrale giroscopice [1, 2, 3], se poate discuta despre o mare varietate de contacte alunecătoare.

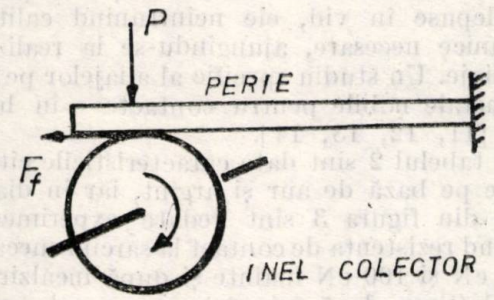


Fig. 1. Model al contactului alunecător.

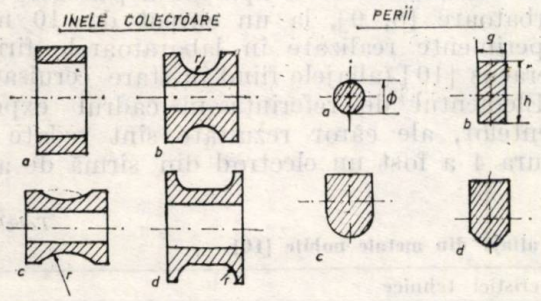


Fig. 2. Cîteva tipuri reprezentative de inele colectoare şi perii utilizate în giroscopie.

O primă categorie ar putea fi reprezentată de contactele prin care se distribuie energie electrică în cadrul echipamentului giroscopic şi apoi categoria contactelor alunecătoare de „precizie", prin care se realizează transmiterea de informaţii şi semnale.

Indiferent de aplicaţie sau categorie, un model al contactului alunecător se poate prezenta ca în figura 1. Referitor la structurile pe care le pot avea cele două elemente, peria şi colectorul, în figura 2 sînt redate două colecţii tipice.

Încercînd o delimitare a domeniului cuprinzînd solicitările la care sînt supuse contactele alunecătoare, în cele ce urmează sînt prezentate solicitările cele mai importante [4] şi limitele valorice relative ale acestor solicitări ca :

- presiuni mecanice în contact, 5 mN—500 cN ;
- vibraţii mecanice cu frecvenţe relative maxime, 2 000 Hz ;
- şocuri mecanice, pînă la 50 g ;
- temperaturi extreme, —80°C ... +100°C ;
- umiditate maximă, 98% ;
- presiuni ale mediului, 2 torr—800 torr ;
- acceleraţii, 0,1 g—100 g ;
- tensiuni electrice, max 100 V ;
- curenţi, max. 10 A ;
- frecvenţe electrice, pînă la 100 kHz ;
- turaţii, de ordinul miilor de rotaţii pe minut (maxim) ;
- agresivităţi chimice datorate unor excese de azot, bioxid de carbon, hidrogen, heliu etc.

În scopul reducerii efectelor acestor solicitări, eforturile constructorilor de aparatură au fost concentrate spre etanşeizarea instrumentaţiei giroscopice [2, 3] dar, într-o aeronavă de exemplu, există încă destule poziţii [4, 2] unde etanşeizarea prezintă dificultăţi deosebite.

2. Materiale utilizate

Materialele utilizate la realizarea acestui gen de contacte sînt reprezentate, în general, de aliajele din metale nobile (atît pentru perie, cît şi pentru inel), cum sînt : AgAu, AgPd, AgPt, AuAgCu, PdIr chiar şi AgNi, AgCu — pentru cele mai puţin pretenţioase dintre aplicaţii.

Constructorii de echipamente giroscopice (cu precădere cele utilizate în aeronautică), luînd în consideraţie rezistenţa electrică de contact, rezistenţa la uzură mecanică, comportarea la

* Ing. *Oprea, M.* şi ing. *Ignat, M.* — ICPE — Bucureşti.

agresivitate chimică, ca şi alte criterii, folosesc [2, 5, 6] pentru perii : aliaje tip AuAgPd — Hera 233, Hera 277 sau aliaje PdAgAuPt — Hera 648, Pd65Ag5Cu — Hera 625, Ag3Cu, iar pentru colectoare : aliaje AgPd, Pd70Ag — Hera 620, Pd50Ag — Hera 622, Pd40Ag — Hera 623, aliaje PdCu, Pd 15Cu —Hera 614, Pd40Cu — Hera 616 etc.

Alegerea aliajelor se face, în majoritatea cazurilor, la propunerile fabricanţilor tradiţionali de materiale de contact, aceştia avînd propriile programe de cercetare în acest sens. În continuare se dau indicaţii specifice asupra utilizării diferitelor aliaje, funcţie de solicitările electrice [5, 6]:

Curent	Tensiune	Aliaj
1 A —5 A	1 V—12 V	AuAgCu
max 1 A	0— 2 V	AuPt
1A—0,5 A	0— 60V	AuAgCu
5 mA—100mA	0— 60 V	AuNi
5 mA— 2A	0— 60 V	AuCuNi
10 mA—0,2 A	0—120 V	PtNi
100 mA—5A	0—250 V	PtIr
10 mA—10A	0—250 V	PtW

Aliajele propuse mai sus nu epuizează, evident, lista materialelor posibile pentru domeniile de solicitări date, fiind doar aliajele care, în aplicaţiile de pînă acum, au dat cele mai bune rezultate.

În general, în giroscopie, problemele cele mai delicate se pun pentru contactele alunecătoare în domeniul pînă la 1 A (atît în c.c. cît şi c.a.), nu atît datorită solicitărilor electrice propriu-zise, cît mai ales preciziei sistemelor din care fac parte.

Alegerea materialelor (de fapt a cuplului de materiale care formează contactul perie-inel) este dificilă, deoarece, în afara solicitărilor electrice, intervin şi alte criterii; conductivitatea electrică, microduritatea, modulul de elasticitate, conductivitatea termică, calităţile referitoare la prelucrabilitatea mecanică, gradul de modificare a suprafeţei la agenţi chimici şi la diferite tipuri de radiaţii. Un criteriu deosebit este acela de alegere a celor două materiale astfel ca între perie şi inel să nu apară microsurse electrice ce ar putea să perturbe parametrii instrumentaţiei giroscopice (de exemplu, ai tensiunii parazite, ce ar influenţa negativ lanţul din care fac parte traductoarele de presiune sau de temperatură [2, 3]). Setul de criterii şi ponderile lor diferă mult de la aplicaţie la aplicaţie; scopul principal este de a realiza o rezistenţă de contact de valoare mică, la forţe de apăsare, ale periei, de valori mici.

Un element notabil îl constituie costul deosebit de scump al acestor metale şi aliaje utilizate [10]. În tabelul 1 se dau preţurile cîtorva metale nobile şi ale unor aliaje mai des folosite.

Metalele nobile în stare pură (din punct de vedere tehnic) sînt folosite extrem de rar şi atunci sub formă de straturi subţiri de protecţie depuse în vid, ele neîntrunind calităţile mecanice necesare, ajungîndu-se la realizarea de aliaje. Un studiu specific al aliajelor pe bază de metale nobile pentru contacte — în lucrările [11, 12, 13, 14].

Tabelul 1

Preţul (mărci vest germane/gram) ale unor metale nobile şi aliaje, situaţie existentă în anii 1984—1986 (după Doduco şi Heraeus)

Ru	6,5	Au70Ag20Cu10	8,58
Rh	27,20	Au71Ag26Ni3	8,73
Pd	4,95	AuAgPd(Hera277)	7,68
Ag	0,4	AuAg	8,2—8,5
Os	17,75	AuPdCu	6,5—7,5
Ir	35,65	Ag70Pd30	1,8
Pt	14,45	AgPdCu	1,3—1,8
Au	12,15		

În tabelul 2 sînt date caracteristicile cîtorva aliaje pe bază de aur şi argint, iar în diagramele din figura 3 sînt redate experimentele privind rezistenţa de contact la sarcini mecanice de 5 cN şi 100 cN înainte şi după încălzirea la 250°C (timp de 5 minute), în scopul accelerării mecanismelor de apariţie a peliculei disturbatoare [8, 9], la un curent de 10 mA, experimente realizate în laboratoarele firmei Heraeus [10] (aliajele fiind în stare ecruisată).

Elementul de referinţă în cadrul experimentelor, ale căror rezultate sînt redate în figura 4 a fost un electrod din sîrmă de aur.

Tabelul 2

Unele caracteristici tehnice ale cîtorva aliaje din metale nobile [10]

Aliaje	Caracteristici tehnice				
	Densitate, g/cm³	Modul *E*, kN/mm²	Conductivitate electrică, 1/mohm · mm²	Duritate, HV	Rezistenţă la rupere, N/mm²
Au71Ag26Ni3	15,3	114	7,7	185	630
Au70Ag20Cu10	15	86,5	7,3	265	865
Au70Ag30	15,5	102	4,9	220	725
AuAgPd(Hera 277)	14,3	130	3,3	280	950
Ag70Pd30	10,9	116	6,5	180	630
Ag65Pd30Cu5	10,8	106	6,4	225	810

De observat că la aliajele ternare AuAgCu, la o mărire cu 4% a procentului de cupru, rezistența de contact se mărește în mod considerabil, argumentul fiind influența deosebită a stratului acoperitor.

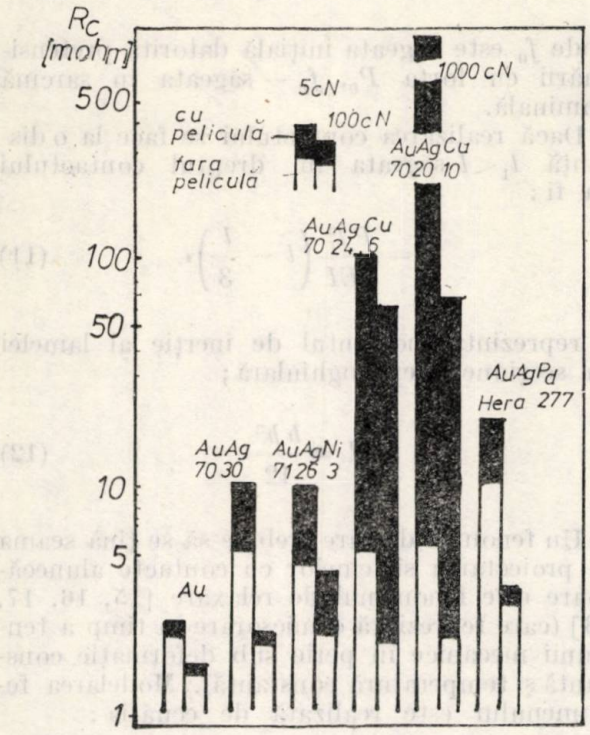


Fig. 3. Experimente privind rezistența de contact pentru cteva aliaje cu Au înainte și după apariția peliculei disturbatoare de oxid (prin menținere 5 minute la 250°C), sub sarcini de 5cN și 10cN (experimente obținute în cadrul firmei Heraeus).

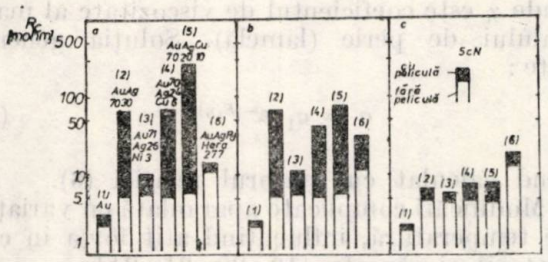


Fig 4. Experimente privind rezistența de contact înainte și după apariția peliculei disturbatoare în următoarele situații (la sarcină constantă de 5 cN);

a) menținere 7 zile la 40°C, 50% umiditate relativă, $10^0/_{00}$ H_2S;

b) menținere 7 zile la 40°C, 50% umiditate relativă, $10^0/_{00}$ SO_2;

c) menținere 7 zile la 20°C, 50% umiditate relativă, $10^0/_{00}$ SO_2.

Aliajele de tipul AgPd prezintă avantajul unor prețuri de cost mai mici și al unor caracteristici mecanice ușor controlabile sau influențate de adaosuri metalurgice adecvate de alte componente [14], printre care Cu, Sn, In, dar pretențiile unor astfel de aliaje referitoare la aplicațiile de contact slab și fiabilitate sporită sînt mai scăzute, mai ales datorită peliculelor distribuitoare de oxid.

3. Analiza mecanică a contactelor alunecătoare utilizate în giroscopie

Din punct de vedere mecanic, modelul propus în figura 1 poate fi asimilat cu un element încastrat la un capăt (peria), celălalt presînd pe un cilindru (inelul colector).

În funcție de excentricitatea și neregularitățile inelului exterior, ca și de mișcarea axului pe care se află montat inelul exterior (colector), diagrama forțelor tăietoare și a momentelor încovoietoare [15, 16] poate fi redată ca în figura 5.

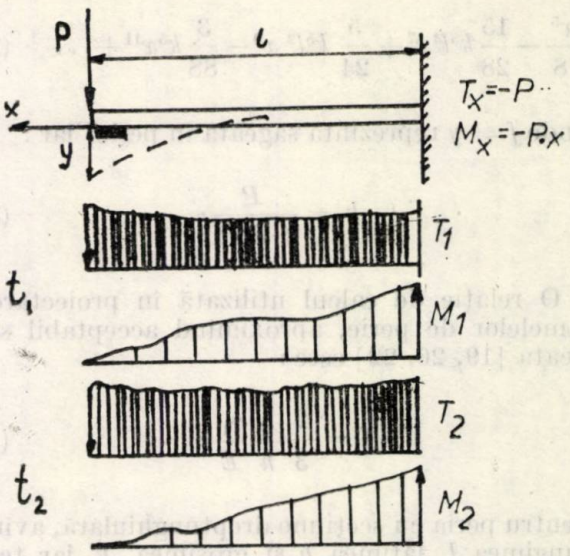


Fig. 5. Diagramele mecanice calitative ale forțelor tăietoare (T) și momentelor încovoietoare (M) pentru o perie.

De remarcat că, datorită imperfecțiunilor tehnologice amintite mai sus, punctul de contact de pe perie variază în timp, influențînd atît forța tăietoare, cît și panta momentului încovoietor în timp, introducînd chiar neliniarități locale.

Din experimente efectuate cu ajutorul unui microscop de atelier (x30, x50) asupra cinematicii contactului inel — perie s-a putut aprecia că lungimea zonei de contact (variația punctului de contact) de pe perie se află în limitele excentricității inelului de contact (colectorului). Astfel, la un sistem inel – perie avînd inelul cu un diametru de 4 mm și o bătaie mecanică datorată prelucrării prin strunjire fină de 8 microni, zona de contact maximă pe peria din microbandă de BzBe2 a fost de 6 microni.

O analiză mecanică a periei cuprinde, în esență, elemente legate de rezolvarea ecuației diferențiale a fibrei medii [17, 18, 19, 20]. Ecuația fibrei medii se prezintă sub forma:

$$\frac{y''}{(1+y'^2)^{3/2}}=\frac{M}{E\cdot I}, \qquad (1)$$

unde M — este moment mecanic de încovoiere, F — modul Young, I — moment de inerţie al periei.

O astfel de ecuaţie are ca soluţie (utilizînd dezvoltările în serie fără neglijarea numitorului membrului stîng):

$$f = y = x\left(k^2 + \frac{1}{3}k^2l^6 + \frac{3}{8}k^5l^{10}\right) - \frac{x^3}{3}\left(k + k^3l^4 + \frac{15}{8}k^5l^8\right) + \left(k^3l^2 + \frac{15}{4}k^5l^6\right) \cdot \frac{x^5}{8} - \frac{15}{28}k^5l^4x^7 + \frac{5}{24}k^5l^2x^9 - \frac{3}{88}k^5x^{11} + \ldots \quad (2)$$

unde $f = y$ reprezintă săgeata în perie, iar:

$$k = \frac{P}{2 \cdot E \cdot \mathrm{I}}. \quad (3)$$

O relaţie de calcul utilizată în proiectarea lamelelor de perie, aproximînd acceptabil săgeata [19, 20, 22] este:

$$f = \frac{2}{3}\frac{l_2}{h}\frac{\sigma_1}{E}, \quad (4)$$

pentru peria cu secţiune dreptunghiulară, avînd lungimea l, lăţimea b şi grosimea h, iar tensiunea mecanică în perie:

$$\sigma_1 = \frac{6\,Pl}{b\,h^2}. \quad (5)$$

Relaţia (5) poate fi utilizată şi ca relaţie de verificare:

$$\sigma_{max} = \frac{6\,P_{max}\,l}{bh^2} \leqslant \sigma_{admisibil}. \quad (6)$$

Sînt consideraţi trei parametri importanţi pentru definirea calităţilor periei [19, 22]:

— rigiditatea $c = \dfrac{dP}{dy}$, (7)

— sensibilitatea $s = \dfrac{1}{c}$, (8)

— lucrul mecanic acumulat $L = \dfrac{Pf}{2}$. (9)

În majoritate, lamelele utilizate au o caracteristică mecanică liniară.

Utilizarea acestor tipuri de contacte în regimuri vibratorii impune pretensionarea mecanică a periei [2, 3, 4, 19, 20, 22, 24]. Săgeata, în acest caz:

$$f = f_0 + f_p = f_p\left(\frac{P_0}{P - P_0} + 1\right) = \frac{2l^2\sigma_1}{3Eh}, \quad (10)$$

unde f_0 este săgeata iniţială datorită pretensionării cu forţa P_0, f_p — săgeata în sarcină nominală.

Dacă realizarea contactului se face la o distanţă $l_1 < l$ săgeata în dreptul contactului va fi:

$$f = \frac{P\,l_1^2}{2EI}\left(l - \frac{l}{3}\right), \quad (11)$$

I reprezintă momentul de inerţie al lamelei cu secţiune dreptunghiulară;

$$I = \frac{b\,h^3}{12}. \quad (12)$$

Un fenomen de care trebuie să se ţină seama în proiectarea sistemelor cu contacte alunecătoare este fenomenul de relaxare [15, 16, 17, 23] (care reprezintă o micşorare în timp a tensiunii mecanice în perie sub deformaţie constantă şi temperatură constantă). Modelarea fenomenului este realizată de ecuaţia:

$$\frac{d\sigma_1}{dt}\frac{1}{E} + \frac{\sigma_1}{\eta} = 0, \quad (13)$$

unde η este coeficientul de vîscozitate al materialului de perie (lamelă). Soluţia generală este:

$$\sigma = \sigma_1 \cdot e^{-(E/\eta)t}, \quad (14)$$

fiind calculat cu ajutorul relaţiei (6).

Modificări complicate apar odată cu variaţiile de temperatură, influenţînd atît forţa în contact, cît şi săgeata [19, 20, 21, 24]:

$$P_t = P\,\alpha_E\,\Delta t, \quad (15)$$

$$f_t = f\,\alpha_E\,\Delta t, \quad (16)$$

P_t şi f_E reprezintă forţa, respectiv săgeata, la o variaţie Δt de temperatură, iar α_E coeficient termic al modulului de elasticitate.

O altă influenţă deosebită asupra comportării contactului o au şi vibraţiile [15, 16, 24, 25, 26].

În general, vibraţia în perie este guvernată de ecuaţia [18, 21, 25]:

$$\frac{d^2y}{dx} - \frac{w}{g}\frac{\omega^2}{EI}y = 0, \quad (17)$$

unde y reprezintă deplasarea corespunzătoare mişcării armonice :

$$y = y_0 \cos \omega r \quad \text{cu acceleraţia :}$$

$$\frac{d^2y}{dt^2} = -\omega^2 y_0 \cos \omega t, \tag{18}$$

unde ω este greutatea pe unitatea de lungime.

Soluţia ecuaţiei (17) este de forma :

$$y = C_1 e^{qx} + C_2 e^{-qx} + C_3 e^{jqx} + C_4 e^{-jqx}, \tag{19}$$

unde :

$$q = \sqrt[4]{\frac{w}{g}\frac{\omega^2}{EI}}, \tag{20}$$

sau o altă formă a soluţiei;

$$y = A \sin \frac{n^2\pi^2}{l^2} \cdot \sqrt{\frac{g \cdot E \cdot I}{l^4 \cdot w}}\, x, \tag{21}$$

A fiind o constantă determinabilă din condiţia de deplasare iniţială a periei sub efectul vibraţiei, iar n modulul sau armonica de vibraţie, frecvenţa proprie de oscilaţie a periei fiind :

$$\nu = \frac{n^2\pi}{2} \sqrt{\frac{g\, E\, I}{w\, l^4}}. \tag{22}$$

Un remediu împotriva apariţiei sau propagării vibraţiilor îl constituie, aşa cum s-a indicat în această analiză, pretensionarea, avînd ca efect micşorarea transmisibilităţii şi impedanţei vibraţiei [27] în sistemul perie — colector (de fapt, în contact cu colectorul, lamela periei se găseşte într-o stare de pretensionare slabă).

Indicat ca absorbitor de vibraţie [27] în astfel de sisteme este montajul unei mase mici, comparabilă cu a periei, o masă concentrată chiar pe lamela periei în apropierea locului de contact [25, 26, 27].

De remarcat, că în ideea realizării unui contact cît mai puţin influenţat de vibraţii şi acceleraţii accidentale, în sistemele giroscopice se utilizează o pereche de perii montate antagonist pe acelaşi colector, forţele de apăsare situîndu-se între cîţiva cN, şi cîteva zeci de cN, fără ca forţele să difere pe aceeaşi pereche de perii cu mai mult de 5—10%.

O analiză detaliată a forţei de frecare scoate în evidenţă patru componente [8,28]:

— F_a componentă ce produce distrugerea adeziunii pe suprafaţa de contact;

— F_s componentă ce produce distrugerea şi forfecarea asperităţilor;

— F_p componentă ce produce deformaţia plastică;

— F_e componentă ce produce deformaţia elastică a cărei energie nu este înapoiată periei.

Datorită solicitării relativ mici în cadrul contactului considerat, componenta F_p se poate neglija; celelalte au contribuţii diferite, funcţie de perechea de materiale (pentru perie respectiv inel), grad de prelucrare, temperatură etc.

Astfel, forţa de frecare în contactul alunecător poate fi exprimată :

$$F_f = F_a + F_s + F_p + F_e \tag{23}$$

şi forţa rezultată în contactul propriu-zis :

$$F_c = \sqrt{P^2 + F_f^2}, \tag{24}$$

care este forţa utilizată în dimensionarea unor astfel de sisteme. Coeficientul de frecare variază, în aplicaţiile practice, între 0,12 şi 0,6.

Transmiterea fluxului de forţă [28] de la perie la colector se realizează nemijlocit prin intermediul suprafeţei de frecare, astfel încît se pot utiliza modelele de suprafaţă circulară, eliptică sau de tip bandă, aceasta apropiindu-se, în cazul contactului alunecător perie-inel, cel mai mult de situaţia reală.

Modelul liniar (tip bandă) [8, 9, 19, 28, 29] este caracterizat (fig. 6) de lăţimea b;

$$b = \sqrt{\frac{8 \cdot P \cdot r}{\pi \cdot l \cdot E^*}} = 1{,}595 \sqrt{\frac{P \cdot r}{l \cdot E^*}} \tag{25}$$

şi tensiunea maximă de contact (se consideră solicitare elastică);

$$\sigma_{cont.max} = \sqrt{\frac{PE^*}{2\pi lr}} = 0{,}398 \sqrt{\frac{PE^*}{lr}}, \tag{26}$$

E^* fiind modulul de elasticitate echivalent :

$$\frac{1}{E^*} = \frac{1}{2}\left(\frac{1-\nu_1^2}{E_1} + \frac{1-\nu_2^2}{E_2}\right), \tag{27}$$

$E_{1,2}$ şi $\nu_{1,2}$ fiind modulele de elasticitate, respectiv coeficienţii Poisson, ai materialelor celor două elemente, perie şi inel, iar r-raza de curbură echivalentă :

$$\frac{1}{r} = \frac{1}{r_1} - \frac{1}{r_2}. \tag{28}$$

Satisfăcătoare (în estimarea rezistenţei electrice de contact) este şi utilizarea modelului de suprafaţă circular de rază a :

$$a = \sqrt[3]{\frac{3}{2} P \frac{r}{E^*}}. \tag{29}$$

Referitor la prelucrarea mecanică a colectorului, cele mai bune sisteme de astfel de contacte au avut suprafața colectorului rectificată (clase de rugozitate N6, N7, N8) sau lepuită (N3, N4, N5, N6).

Experimentele efectuate în cadrul ICPE — L25 au cuprins :

— analiza și determinarea unor caracteristici mecanice de perii,

— aspecte tribologice legate de cupla perie — inel.

În figura 6 și 7 au fost redate caracteristicile mecanice $f = f(P)$ pentru trei tipuri de perii :

a — perie din CuBe2 cu patină de contact din Ag, din cadrul sistemului de contacte alunecătoare al unei selsine navale ;

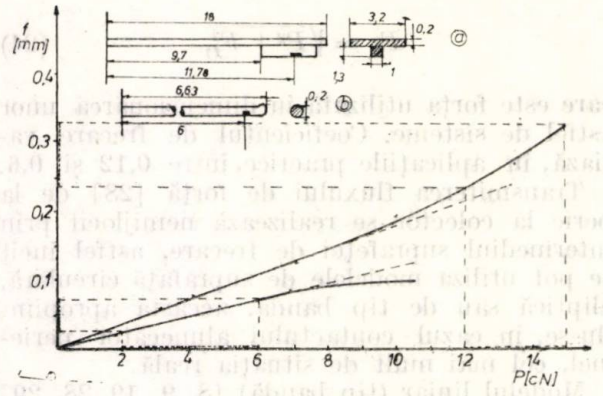


Fig. 6. Caracteristicile mecanice ale periilor de tip *a* și *b*.

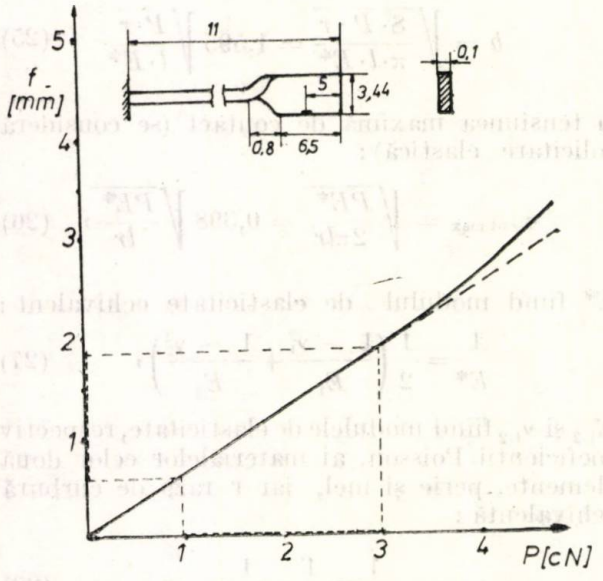


Fig. 7. Caracteristica mecanică a periei tip *c*.

b — perie din PtIr20 utilizată în sistemele giroscopice din aeronautică ;

c — perie din CuBe2 acoperită cu un strat de 6 microni aur, utilizată de asemenea în sisteme giroscopice aeronautice.

Domeniile active pentru forța P, ca și pentru săgeata f, sînt redate cu caracter mai gros. În majoritatea aplicațiilor, periile sînt astfel dimensionate sau pretensionate, încît domeniul activ să fie situat în porțiunea liniară a caracteristicii mecanice ; din acest punct de vedere, cazul a) a constituit un accident. Influențele asupra neliniarității se datoresc atașării unor alte microrepere pe perie (cazul a), modificărilor geometriei (cazurile b și c) sau acoperirilor (cazul c), dar datorită unor anizotropii mecanice locale, mărirea temperaturii amplifică neliniaritățile. Experimentele au fost efectuate cu microdinamometre tip Correx cu domenii 0—5 cN, 0—100 cN, săgețile fiind puse în evidență cu ajutorul unui microscop de atelier tip Zeiss — Jena (x 30, x 50).

În microfotografiile [8, 9, 10] sînt redate aspecte tribologice de ordin calitativ. Astfel, în microfotografia [8], este redată o porțiune din zona periferică de uzură de pe un colector din cupru cu diametrul exterior de 16 mm pe care alunecă peria de tip *a*. Regimul de solicitare a fost de 16 500 de rotații, cu o turație medie de 500 rot/min, forța de apăsare în perie de 10 cN și un curent de 0,5 A (rotațiile s-au efectuat într-un singur sens).

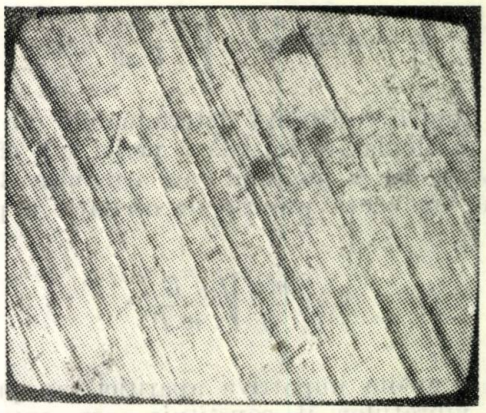


Fig. 8. Microfotografie a unei zone periferice de uzură de pe un colector (x350).

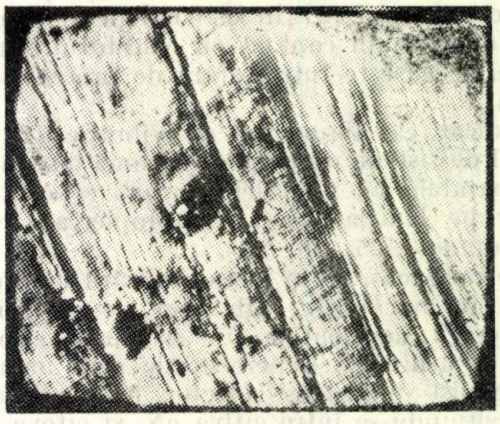


Fig. 9. Microfotografie referitoare la aceeași zonă ca în figura 8 (x 830).

În microfotografia 8 este redată o porțiune din zona periferică de uzură a inelului, micro-

relieful regulat reprezentînd prelucrarea mecanică (strunjire cu clasa de rugozitate N8), cu zone întrerupte pe anumite suprafeţe datorate uzurii (mărire x 350).

Aceeaşi porţiune, în microfotografia 9, la o mărire x 830, pune în evidenţă însă două pittinguri apărute datorită unor micro-arcuri electrice.

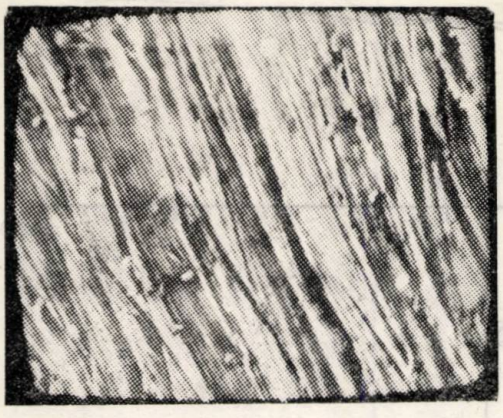


Fig. 10. Microfotografia unei zone maxime de uzură de pe colector (x 950).

În microfotografia 10 este redată o porţiune din zona de uzură maximă (x 950), unde se poate observa apariţia microşpanului şi a particulelor datorate uzurii.

Astfel, în această zonă a fost identificat un număr mediu de 10 particule pe 0,01 mm² (dimensiunile variind între fracţiuni de micron pe diametrul maxim şi sutimi de milimetru), în timp ce în zonele periferice de uzură media a fost de 3 particule. Adîncimea maximă a şanţului de uzură ajunge pînă la 47—50 microni.

Microfotografiile [8, 9, 10] au fost realizate cu ajutorul microscopului electronic cu baleiaj şi microsondă şi cu ajutorul unor microscoape de cercetare avînd grosismentul cel puţin egal cu 200.

4. Rezistenţa electrică de contact

În cazul contactelor alunecătoare descrise şi la solicitări mici de presiune mecanică şi turaţii mici (pînă la zeci de rotaţii pe minut), modelul cel mai util în aplicaţii, referitor la rezistenţa electrică de contact, este modelul contactului liniar tip bandă, aprofundat de prof. Gh. Hortopan [29], pentru care relaţia de calcul este :

$$R_c = \frac{2\varrho}{\pi l} \ln \frac{\sqrt{a^2 + \mu} + \sqrt{\mu}}{a} + \frac{R_{ss}}{2al}, \qquad (30)$$

unde : l este lungimea benzii de contact; a — lăţimea benzii de contact; $\sqrt{a^2 + \mu}$ şi $\sqrt{\mu}$ semiaxe ale contactului după direcţiile x şi y, iar R_{ss} rezistenţa specifică superficială a peliculei disturbatoare.

Utilă este şi relaţia :

$$R_c' = \frac{\varrho_1 + \varrho_2}{2} \sqrt{\frac{H}{P}} + \Delta R. \qquad (31)$$

Primul element al relaţiei este propus de R. Holm [8], aplicabil în cazul unor solicitări mecanice 0,1 kgf $< P <$ 100 kgf (solicitare, ca şi în primul caz, de tip elastic) între membrii de contact curăţaţi (fără peliculă disturbatoare), iar ΔR este contribuţia rezistenţei peliculei disturbatoare, în mod practic echivalentă cu cea din relaţia (30), ϱ_1 respectiv ϱ_2, sînt rezistivităţile periei şi inelului, H — duritatea membrului de contact mai puţin dur, iar P forţa în contact.

Cele două relaţii de calcul (30) şi (31) au reprezentat corespondenţe bune, după cum se va vedea, cu valorile determinate experimental pentru domeniul prezentat în lucrare.

Scopurile experimentelor efectuate în ICPE, referitoare la contactele electrice alunecătoare utilizate în giroscopie, pot fi sintetizate astfel :

— Studiul variaţiei rezistenţei electrice de contact funcţie de unghiul de rotaţie al colectroului.

— Efectul uzurii asupra rezistenţei electrice de contact.

— Influenţa solicitărilor electrice asupra momentului rezistent de frecare (în mod direct asupra coeficientului de frecare).

În figura 11 sînt redate patru experimente privind caracteristica rezistenţă de contact funcţie de unghiul de rotaţie al inelului de contact

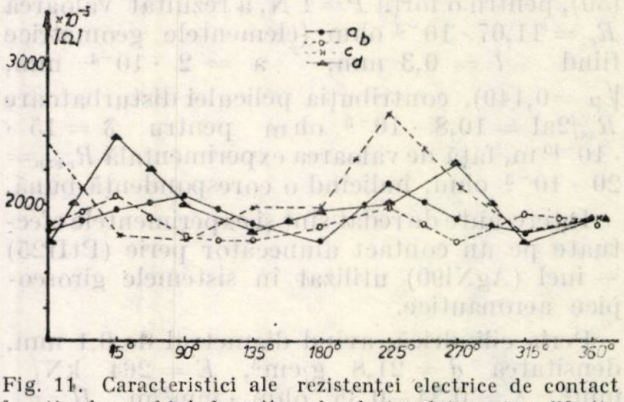


Fig. 11. Caracteristici ale rezistenţei electrice de contact funcţie de unghiul de rotire al colectorului pentru diferite regimuri de uzură (caracteristici experimentale).

(colectorului), elementele contactului alunecător formate dintr-o perie de tip a (fig. 6), iar colectorul avînd diametrul de 16 mm la calea de rulare (diametru de contact);

— caracteristica b pentru elementele de contact proaspăt curăţate,

— caracteristica a după 50 de rotaţii;

— caracteristica d după 100 de rotaţii;

— caracteristica c la 60 de minute după ultima rotaţie.

Forța în contact a fost, în cadrul experimentului, de 50 cN, regimul de rotire 2—5 rot/s (120—300 rot/min), propriu unui sistem utilizat la selsinele navale. Suprafața de contact a inelului (calea de rulare) a prezentat excentricități mecanice funcție de unghi (aceleași unghiuri unde au fost măsurate și rezistențele de contact în experiment);

Unghi	0°	45°	90°	135°	189°	225°	270°	315°
Excentricitate mecanică [μm]	0	−1,5	−0,5	0	0,5	−2	−1	+1

(Măsurătorile au fost executate cu ajutorul unui comparator mecanic tip TESA — modul cu precizie ± 0,2 μm).

Patina de contact a periei realizată din Ag-grafit 1 % cu caracteristicile; modul $E = 30$ kN/mm², rezistivitatea electrică $\rho = 0{,}016$ ohm·mm²/m, duritatea $H = 90$ kgf/mm², iar inelul colector din Cu având; $E = 126$ kN/mm², $\rho = 0{,}0180$ ohm · mm²/m $H = 80$ kgf/mm² (clasa de rugozitate N8).

Rezistențele electrice de contact au fost determinate cu un montaj având ca element de bază o punte dublă Thomson și un dinamometru cu domeniul (0—100 cN) sau (0—1 000 cN). De remarcat, în cadrul experimentelor efectuate, influența datorată excentricității mecanice, care a determinat sensibil mărirea rezistenței electrice (experimentale a, b, c) și influența datorată apariției peliculei disturbatoare (experiment *d*).

Calculînd rezistența de contact prin relația (30), pentru o forță $P = 1$ N, a rezultat valoarea $R_c = 11{,}07 \cdot 10^{-3}$ ohm (elementele geometrice fiind $l = 0{,}3$ mm, $a = 2 \cdot 10^{-4}$ mm, $\sqrt{\mu} = 0{,}149$), contribuția peliculei disturbatoare $R_{ss}/2al = 10{,}8 \cdot 10^{-3}$ ohm pentru $\delta = 15 \cdot 10^{-10}$ m, față de valoarea experimentală $R_{c\,exp} = 20 \cdot 10^{-3}$ ohm, indicînd o corespondență bună.

Interesante de redat sînt și experimentele efectuate pe un contact alunecător perie (PtIr25) — inel (AgNi90) utilizat în sistemele giroscopice aeronautice.

Peria cilindrică, avînd diametrul de 0,1 mm, densitatea $d = 21{,}8$ g/cm³, $E = 264$ kN/mm², $\rho = 0{,}34-0{,}35$ ohm · mm²/m, $H = 100-200$ kgf/mm², iar inelul colector avînd diametrul căii de rulare 5 mm, $d = 10$ g/cm³.

$E = 92$ kN/mm², $\rho = 0{,}022-0{,}024$ ohm · mm²/m. Caracteristicile experimentale ale rezistenței electrice de contact sînt redate în figura 12 a și b.

Experimentele redate în figura 12 a au fost realizate pe contacte curățate de oxizi, înaintea primului experiment (unde sarcina mecanică a fost de 3 cN), existînd posibilitatea depunerii în continuarea experimentării (la forțe de 7 și 20,5 cN) a unei pelicule disturbatoare (mai ales în a doua situație, la 7 cN, rezistența electrică a crescut brusc cu 50 %), deși locul de contact a rămas același.

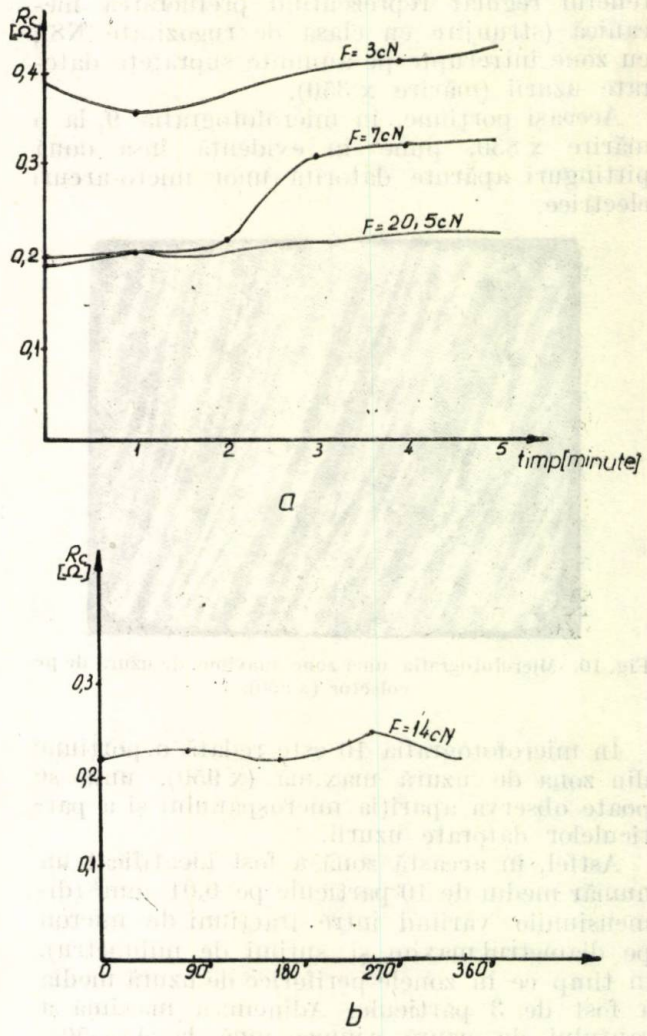


Fig. 12. Caracteristici experimentale ale rezistenței electrice de contact pentru un contact alunecător tip perie (Pt Ir25) — inele colector (AgNi90) :
a) caracteristica funcție de timp pentru trei sarcini diferite 3 cN, 7cN și 20,5 cN;
b) caracteristica funcție de unghiul de rotire al inelului la o sarcină de 14 cN.

5. Concluzii

Domeniul contactelor alunecătoare cu utilizări în giroscopie implică mari exigențe, atît în ceea ce privește abordarea teoretică (metodică de proiectare, posibilitățile privind modelarea etc.), cît și experimentarea (materie primă și tehnologii metalurgice de realizare a aliajelor necesare, tehnologii de prelucrare mecanică, tehnologii de montaj, ca și o bază materială pretențioasă referitoare la instrumentația de investigație și măsură), fiind unul din domeniile care contribuie la performanțele actualelor programe aeronautice.

Bibliografie

[1] *Acker, R.* Designing servos for large signal Stability. Control Engineering, mai 1965.
[2] *Ribes, Y.*, Systems de bord, vol. I și vol. II, Toulouse, ENAC, 1977, 1978.
[3] *Wrigley, W., Hollister, W. M.*, Denhard W. G. Gyroscopes theory design and instrumentation. Cambridge — Massachusetts — London, M. I. T. Press, 1970.
[4] Normele aeronautice, Na 36001 — NA 36020
[5] Heraeus — Catalog materiale de contact (catalog de firmă), 1982.
[6] Doduco. Catalog de aliaje din materiale de contact (catalog de firmă) 1975.
[7] Norma DEF — 148.
[8] *Holm, R.* Electric contacts handbook, Berlin, Springer Verlag, 1967.
[9] *Hortopan, Gh.* Aparate electrice. București, Editura didactică și Pedagogică, 1984.
[10] Heraeus — Neue goldarme Werkstoffe und Veredelungsverfahren (buletin informativ de firmă), 1978.
[11] *Hansen, M., Anderko, K.* Constitution of binary alloys. McGraw — Hill Book Company, 1958.
[12] *Elliott, R.P.* Constitution of binary alloys. First Supplement. McGraw — Hill Book Company, 1965.
[13] *Shunk, F. A.* Constitution of binary alloys. Second Supplement, McGraww-Hill Book Company, 1969.
[14] *Savitski, E. M., Polyakova, V. P., Tylkina, M. A.* Palladium alloys. Primary Sources/Publishers, New York, 1969.
[15] *Buzdugan, Gh.* Rezistența materialelor. București, Editura Tehnică, 1970.
[16] *Vâlcovici, V., Bălan, St., Voinea, R.* Mecanica teoretică. București, Editura Tehnică, 1968.
[17] *Tripa, M.* Rezistența materialelor. București, Editura Didactică și Pedagogică, 1967.
[18] *Roșculeț, M.* Analiza matematică. București, Editura Didactică și Pedagogică, 1980.
[19] *Demian, Tr.* Elemente de mecanică fină. București, Editura Didactică și Pedagogică, 1976.
[20] *Demian, Tr.* și colaboratori. Elemente de mecanică fină. Aplicații. București, Editura Didactică și Pedagogică, 1980.
[21] *Teodorescu, N.*, Olariu Valter, Ecuații diferențiale și cu derivate parțiale. vol. III, București, Editura Tehnică, 1980.
[22] *Demian, Tr.* Elemente constructive de mecanică fină. București, Editura Didactică și Pedagogică, 1980.
[23] *Soare, V. Mircea*, Filimon, I. Ecuații diferențiale cu aplicații în mecanica construcțiilor. București, Editura Tehnică, 1983.
[24] *Redford, G. A.* Mechanical engineering design. London, Ed. MacMillan, 1966.
[25] *Church, A. H.* Mechanical vibrations. London, John Wiley and Sons, 1957.
[26] *Buzdugan, Gh., Fetcu, L., Radeș, M.* Vibrațiile sistemelor mecanice. București, Editura Academiei R.S.R., 1975.
[27] *Pană Toma.* Absorbitori dinamici de vibrații. București, Editura Tehnică, 1984.
[28] *Pavelescu Dan.* Tribologia. București, Editura Didactică și Pedagogigă, 1977.
[29] *Hortopan, Gh.* Un concept unitar asupra contactelor electrice. În : E.E.A. — Electrotehnica nr. 1, ianuarie 1985.
[30] STAS 5730—75.

CZ 621.35:621.396.24

INSTALAȚII CU MICROUNDE
PROTECȚIE

Contribuții privid soluțiile constructive și elementele de automatizare aferente instalațiilor cu microunde pentru asigurarea protecției magnetroanelor și a personalului de deservire

DUMITRU MIRON, VICTOR CUCIUREAN, DUMITRU NICULAE, MIRCEA TUCĂ, VALER TURCIN* - BUCUREȘTI

Introducere

Tehnologiile bazate pe utilizarea microundelor cunosc o arie largă de aplicare, ca urmare a avantajelor deosebit de importante pe care le oferă, concretizate în reducerea consumurilor energetice, creșterea productivității muncii, parametri superiori ai procesului de tratament, dimensiuni de gabarit reduse etc.

Introducerea și extinderea acestor tehnologii în industrie și în utilizări casnice a pus probleme deosebite referitoare la protecția magnetroanelor și a personalului de servire împotriva efectelor dăunătoare ale energiei microundelor.

Experiența acumulată a dat atît posibilitatea elaborării soluțiilor constructive, cît și a normelor pe care trebuie să le îndeplinească instalațiile cu microunde în așa fel încît scăpările de microunde să nu depășească limitele admise.

Literatura de specialitate și mai ales documentarea asupra brevetelor în acest domeniu, prezintă o multitudine de soluții constructive propuse sau utilizate în instalațiile realizate.

1. Efectele microundelor asupra personalului de deservire

Literatura de specialitate, avînd la bază studiile întreprinse de factori competenți în domeniu, evidențiază faptul că microundele acționează nociv asupra personalului de deser-

* Dr. ing. *Miron D.*, ing., *Cuciurean V.*, ing. *Niculae D.*, ing. *Tucă M.* și ing. *Turcin V.* — ICPE București.

vire cu efecte dăunătoare pentru organe vitale ale corpului uman [1].

Ca oscialaţii electromagnetice de foarte înaltă frecvenţă, avînd frecvenţa cuprinsă în limitele $3 \cdot 10^8 \div 3 \cdot 10^{10}$ Hz, microundele acţionează totuşi diferit faţă de radiaţiile X şi γ.

Pentru identificare în tabelele 1 şi 2 se redau datele prezentate în literatură referitoare la energia radiaţiilor electromagnetice şi la energia legăturilor chimice din substanţele organice [2].

Tabelul 1

Energia radiaţiilor electromagnetice

Radiaţia	Lungimea de undă, cm	Energia, eV
Radiaţii γ	10^{-10}	$1,24 \times 10^6$
Radiaţii X	10^{-9}	$1,24 \times 10^5$
Radiaţii ultraviolete	3×10^{-5}	4,1
Radiaţii vizibile	5×10^{-5}	2,5
Radiaţii infraroşii	10^{-2}	$1,2 \times 10^{-2}$
Microunde	10	$1,2 \times 10^{-5}$
Radio	3×10^{-4}	4×10^{-9}

Efectul radiaţiilor electromagnetice asupra substanţelor organice este determinat de acţiunea acestora asupra moleculelor şi depinde direct de energia particulelor şi de cantităţile absorbite, corelate cu energia legăturilor chimice.

Tabelul 2

Energia legăturilor chimice din substanţele organice

Legătura	Energia, eV
H—OH	5,2
$H-CH_3$	4,5
$H-NHCH_3$	4,0
H_3C-CH_3	3,8
$PhCH_2-COOH$	2,4

Din analiza acestor date se desprinde concluzia că microundele nu provoacă ruperea legăturilor chimice, ci doar încălzirea moleculelor.

De aici rezultă influenţa cîmpurilor de microunde de mare intensitate, însoţite de puteri calorice ridicate asupra personalului de servire a instalaţiilor cu microunde.

Cel mai mare risc pentru personalul care serveşte instalaţiile cu microunde este prezentat de acţiunea acestora asupra ochilor, prin producerea cataractei.

Specialiştii au ajuns la concluzia că puteri termice ce depăşesc 120 mW/cm^2, care acţionează continuu asupra ochilor timp de 35 minute sau intermitent un timp cumulat de aceeaşi valoare, conduc la producerea cataractei [3].

Un alt factor de risc îl reprezintă efectul microundelor asupra sistemului nervos central, manifestat prin dureri de cap, ameţeală, greaţă etc.

Greutăţile în măsurarea temperaturilor ce apar ca urmare a efectului termic al microundelor influenţează negativ posibilităţile studierii în detaliu a influenţei acestora asupra corpului omenesc.

2. Soluţii pentru asigurarea protecţiei personalului de deservire şi determinarea nivelului scurgerilor de microunde elaborate de specialiştii ICPE

În cadrul ICPE au fost realizate mai multe instalaţii cu microunde pentru utilizări casnice şi industriale.

Analizînd cu atenţie soluţiile utilizate la modelele străine, precum şi cele prezentate în literatură [4], [5], [6], au fost elaborate soluţii proprii, adecvate condiţiilor asigurate de materialele existente în ţară şi specifice construcţiei fiecărei instalaţii cu microunde.

La elaborarea soluţiilor constructive şi funcţionale s-a avut în vedere pe de o parte reducerea scăpărilor de microunde sub valoarea admisă de norme [7], iar pe de altă parte, întreruperea funcţionării magnetroanelor în situaţia cînd, fie datorită acţiunii operatorului, fie datorită unor defecţiuni, nivelul scăpărilor poate deveni periculos.

Soluţiile constructive elaborate de autori pot fi grupate în două părţi, respectiv cele care se aplică la instalaţiile utilizînd cavităţi rezonante închise aşa, cum este cazul cuptorului cu microunde destinat uzului casnic şi celui pentru uscarea vopselei de pe miezurile de turnătorie şi al instalaţiei pentru tratarea cu microunde a materialelor textile şi cele care se aplică la instalaţiile utilizînd cavităţi rezonante tip tunel, aşa cum este cazul instalaţiei pentru tratarea cu microunde a legumelor şi fructelor şi al instalaţiei cu microunde pentru uscarea pastelor făinoase.

La cavităţile închise soluţiile elaborate prezentate în figura 1 asigură o bună etanşare prin prelucrarea corespunzătoare a suprafeţelor de contact şi prin mărirea distanţei între marginea cavităţii şi partea exterioară a uşii.

În figura 2 este prezentată soluţia aplicată la cuptorul cu microunde pentru uscarea vopselei de pe miezuri.

La acest cuptor, procesul tehnologic presupune staţionarea produselor în cavitatea rezonantă un anumit timp pentru tratament, după care produsele tratate sînt evacuate şi altele le iau locul.

În această situaţie cavitatea rezonantă este prevăzută cu două uşi laterale care se închid şi se deschid periodic, iar asigurarea etanşării a pus probleme mai dificile.

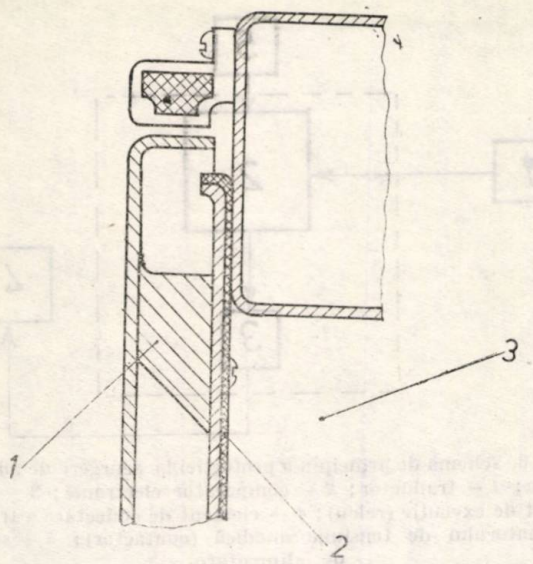


Fig. 1. Soluție de etanșare la cuptorul cu microunde pentru utilizări casnice și unități de alimentație publică: *1* — ușă; *2* — material absorbant de microunde; *3* — incinta cuptorului.

Soluția elaborată conține, în plus față de cea prezentată în figura 1 o șicană metalică și o garnitură reflectată de microundele din împletitura metalică și o garnitură absorbantă de microunde din cauciuc.

La instalația de tratare cu microunde a materialelor textile camera rezonantă are o formă cilindrică, introducerea și scoaterea tamburului pe care se înfășoară materialul făcîndu-se prin peretele lateral al acesteia.

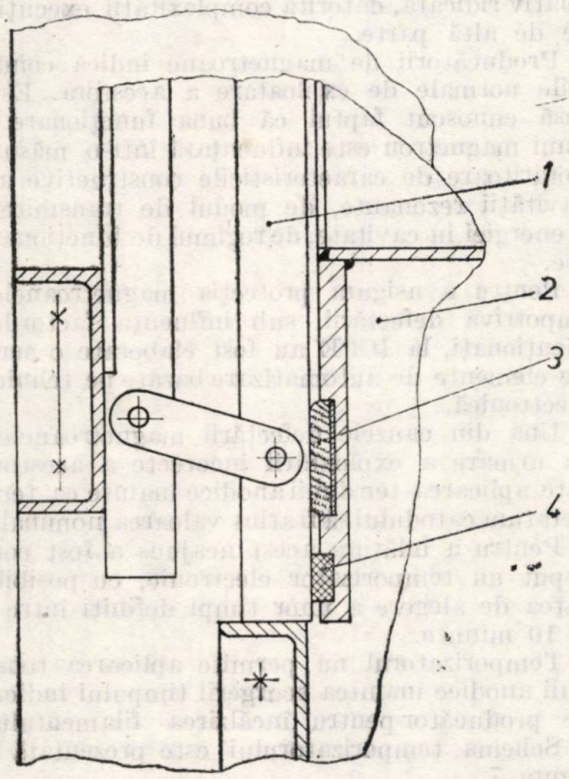


Fig. 2. Soluție de etanșare la cuptorul cu microunde pentru uscat vopseaua de pe miezuri: *1* — ușă; *2* — corpul cuptorului; *3* — tresă de Cu (împletitură metalică); *4* — garnitură absorbantă de microunde.

Soluția de etanșare aplicată la această instalație este prezentată în figura 3.

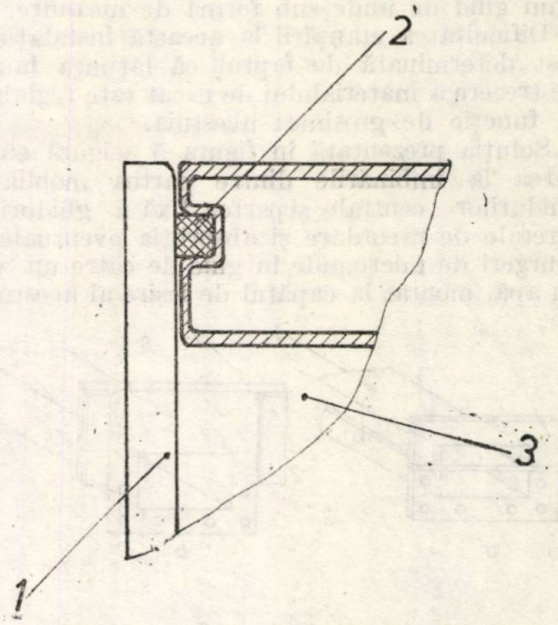


Fig. 3. Soluție de etanșare la instalația de tratare cu microunde a materialelor textile: *1* — ușă; *2* — garnitură absorbantă de microunde; *3* — incintă.

La cavitățile rezonante tip tunel cu regim continuu de funcționare soluția constructivă aplicată pentru reducerea scurgerilor de microunde este prezentată în figura 4.

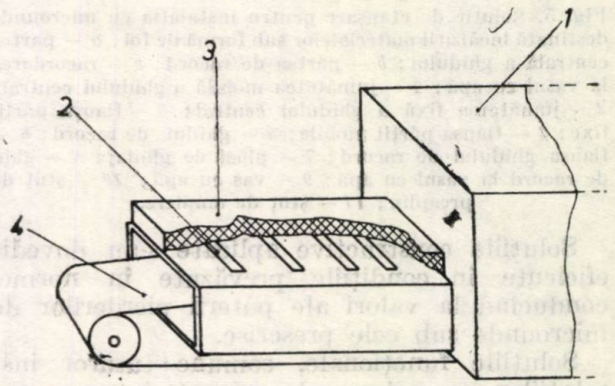


Fig. 4. Soluție de etanșare aplicată la cavitățile tip tunel pentru instalația cu microunde pentru tratarea legumelor și fructelor și pentru instalația de uscare a pastelor făinoase cu microunde: *1* — cavitatea rezonantă; *2* — fante; *3* — pătură din material absorbant de microunde; *4* — bandă transportoare.

Cavitatea rezonantă este flancată de două tronsoane cu lungime corespunzătoare.

Peretele superior al fiecărui tronson este prevăzut cu fante transversale distanțate între ele în mod corespunzător. Deasupra acestor fante sînt așezate pături din materiale absorbante de microunde.

O soluţie cu totul aparte a fost aplicată la instalaţia cu microunde pentru încălzirea materialelor sub formă de foi.

Încălzirea materialelor sub formă de foi se realizează prin trecerea acestora prin fantele unui ghid de unde sub formă de meandre.

Dificultatea etanşării la această instalaţie a fost determinată de faptul că lăţimea fantei de trecere a materialului de uscat este reglabilă în funcţie de grosimea acestuia.

Soluţia prezentată în figura 5 asigură etanşarea la îmbinările dintre partea mobilă a ghidurilor centrale şi partea fixă a ghidurilor laterale de racordare şi absorbţia eventualelor scurgeri de microunde în ghid de către un vas cu apă, montat la capătul de ieşire al acestuia.

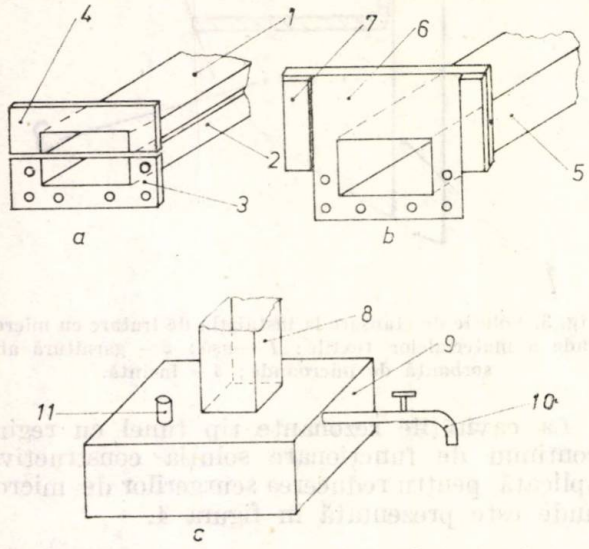


Fig. 5. Soluţie de etanşare pentru instalaţia cu microunde destinată încălzirii materialelor sub formă de foi : *a* — partea centrală a ghidului ; *b* — partea de racord ; *c* — racordarea la vasul cu apă ; *1* — jumătatea mobilă a ghidului central ; *2* — jumătatea fixă a ghidului central ; *3* — flanşa părţii fixe ; *4* — flanşa părţii mobile ; *5* — ghidul de racord ; *6* — flanşa ghidului de racord ; 7 — plăci de ghidaj ; *8* — ghid de racord la vasul cu apă ; *9* — vas cu apă ; *10* — ştuţ de preaplin ; *11* — ştuţ de umplere.

Soluţiile constructive aplicate s-au dovedit eficiente în condiţiile prevăzute în norme, conducînd la valori ale puterii pierderilor de microunde sub cele prescrise.

Soluţiile funcţionale, comune tuturor instalaţiilor cu microunde, asigură întreruperea funcţionării magnetroanelor atunci cînd nu sînt îndeplinite condiţiile de securitate.

În acest sens merită atenţie soluţia aplicată pentru întreruperea funcţionării magnetroanelor cînd nivelul scurgerilor de microunde este, în mod nejustificat, peste limitele admise; aceasta este prezentată schematic în figura 6.

Dificultatea acestei soluţii o constituie realizarea traductorului de pierderi de microunde. El trebuie să confere schemei posibilitatea de a asigura funcţionarea corectă a magnetronului în condiţii normale şi scoaterea lui din funcţiune atunci cînd prin locuri posibile se produc

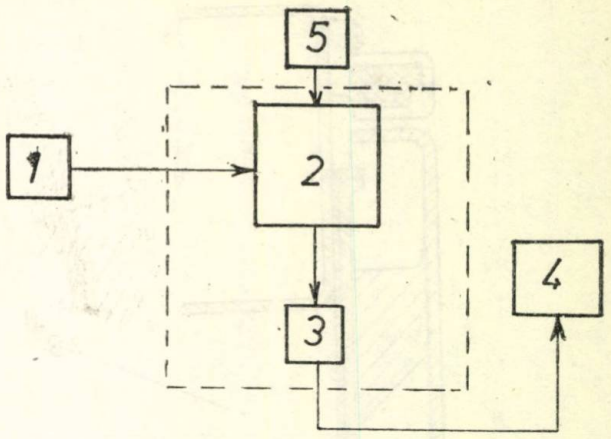


Fig. 6. Schema de principiu a protecţiei la scurgeri de microunde ; *1* — traductor ; *2* — comparator electronic ; 3 — element de execuţie (releu) ; *4* — element de conectare a transformatorului de tensiune anodică (contactor) ; *5* — sursă de alimentare.

scurgeri de microunde, a căror putere depăşeşte valoarea prescrisă în [7].

3. Elemente de automatizare pentru protecţia magnetroanelor

Magnetronul este o componentă de bază a instalaţiilor cu microunde, care impune o grijă deosebită, date fiind pe de o parte posibilităţile multiple de defectare în cazul unei exploatări necorespunzătoare şi valoarea lui relativ ridicată, datorită complexităţii execuţiei pe de altă parte.

Producătorii de magnetroane indică condiţiile normale de exploatare a acestora. Este însă cunoscut faptul că buna funcţionare a unui magnetron este influenţată într-o măsură hotărîtoare de caracteristicile constructive ale cavităţii rezonante, de modul de transmitere a energiei în cavitate, de regimul de funcţionare etc.

Pentru a asigura protecţia magnetroanelor împotriva defectării, sub influenţa factorilor menţionaţi, la ICPE au fost elaborate o serie de elemente de automatizare bazate pe tehnica electronică.

Una din cauzele defectării magnetroanelor, ca urmare a exploatării incorecte a acestora este aplicarea tensiunii anodice înainte ca temperatura catodului să fi atins valoarea nominală.

Pentru a înlătura acest neajuns a fost conceput un temporizator electronic, cu posibilitatea de alegere a unor timpi definiţi între 0 şi 10 minute.

Temporizatorul nu permite aplicarea tensiunii anodice înaintea scurgerii timpului indicat de producător pentru încălzirea filamentului.

Schema temporizatorului este prezentată în figura 7.

O a doua cauză a defectării magnetroanelor este supraîncălzirea acestora, fie ca urmare a unei exploatări incorecte, fie ca urmare a neasi-

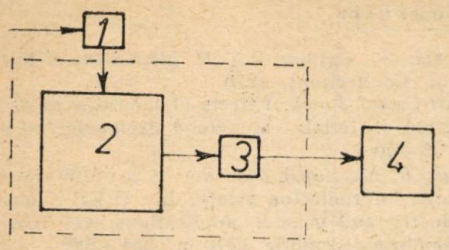


Fig. 7. Schema de principiu a temporizatorului electronic: *1* — sursă de alimentare; *2* — temporizator electronic; *3* — element de execuţie (releu); *4* — element de conectare a transformatorului de tensiune anodică.

gurării condiţiilor de răcire indicate de producător.

Pentru protecţia magnetroanelor la supratemperatură s-a elaborat schema din figura 8.

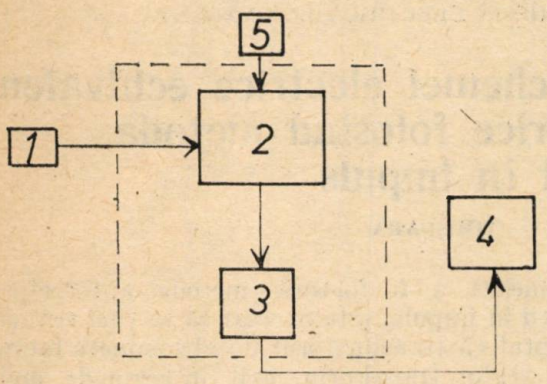


Fig. 8. Schema de principiu a protecţiei termice a magnetronului: *1* — traductor (termistor); *2* — circuit de comparaţie; *3* — element de execuţie (releu); *4* — element de conectare a transformatorului de tensiune anodică; *5* — sursă de alimentare.

În această figură este prezentat limitatorul electronic de temperatură, prevăzut cu traductor corespunzător montării pe blocul anodic.

A treia cauză a defectării magnetroanelor este funcţionarea acestora fără sarcină sau cu sarcină redusă în cavitatea rezonantă.

Lipsa sarcinii în cavitate face ca energia microundelor să fie reflectată spre magnetron şi să supraîncălzească unele părţi componente ale acestuia.

Pentru înlăturarea acestui neajuns s-au elaborat două soluţii, una care asigură protecţia magnetronului în lipsa sarcinii în cavitatea rezonantă şi alta care asigură protecţia magnetronului în cazul sarcinilor reduse.

Schemele de principiu ale celor două soluţii sînt prezentate în figurile 9 şi 10.

Schema din figura 9 asigură protecţia prin scoaterea din funcţiune a magnetronului, iar schema din figura 10 asigură protecţia prin reducerea puterii magnetronului la valoarea corespunzătoare sarcinii din cavitatea rezonantă.

Principalele caracteristici ale elementelor de automatizare pentru protecţia magnetroanelor sînt prevăzute în tabelul 3.

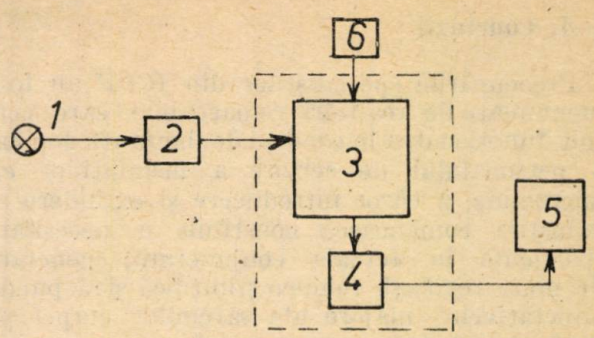


Fig. 9. Schema de principiu a protecţiei la lipsa sarcinii în cavitate: *1* — sursă de lumină; *2* — traductor (fotodiodă); *3* — circuit electronic; *4* — element de execuţie; *5* — element de conectare a transformatorului de tensiune anodică; *6* — sursă de alimentare.

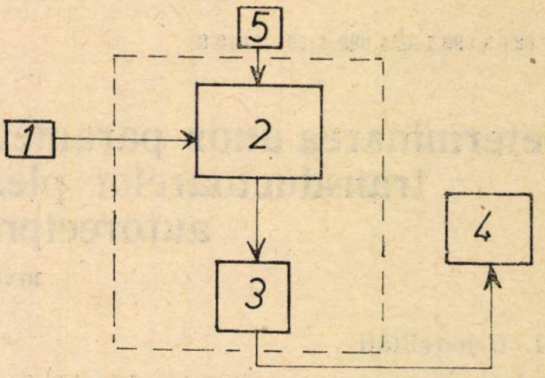


Fig. 10. Schema de principiu a protecţiei în cazul sarcinii reduse în cavitate; *1* — traductor; *2* — comparator electronic; *3* — element de execuţie; *4* — element de reglare a tensiunii în înfăşurarea primară a transformatorului de tensiune anodică.

Tabelul 3

Principalele caracteristici ale elementelor de automatizare pentru protecţia magnetroanelor

Nr. crt.	Denumirea elementului	Caracteristici tehnice
1	Limitator electronic de temperatură	— tensiunea de alimentare 24Vcc — tipul traductorului: termistor — temperatura de deconectare 85°C — precizia ±2°C — temperatura de revenire 60°C
2	Temporizator electronic	— tensiunea de alimentare 24 Vcc — durata maximă programabilă — 15 min. — precizia ± 2s — mod de reglare: continuu
3	Protector electronic la scurgeri de microunde	— tensiunea de alimentare 24Vcc — tipul traductorului: termistor — puterea minimă la care acţionează 4,5 mW/cm²
4	Protector electronic la lipsa sarcinii în cavitate	— sensibilitatea ±0,5 mW/cm² — tensiunea de alimentare 24Vcc — tipul traductorului: fotodiodă — distanţa maximă de sesizare 600 mm
5	Protector electronic la sarcină redusă în cavitate	— tensiunea de alimentare 24Vcc — tipul traductorului: termistor înglobat în răşină — sarcina minimă sesizată: 100 W

4. Concluzii

Preocupările specialiştilor din ICPE au fost încununate de realizări remarcabile care permit funcţionarea în condiţii de siguranţă deplină a personalului de servire a instalaţiilor cu microunde, a căror introducere şi extindere în industria românească constituie o necesitate stringentă în actuala conjunctură, generată de noua revoluţie tehnico-ştiinţifică şi răspunde imperativelor majore ale sarcinilor etapei pe care o parcurge ţara noastră.

Bibliografie

[1] *David, A., Copson, Ph. D.* Microwave heating. Westpont, Connectiont, 1975.
[2] *Carl-Gustaf Rosén.* Effects of microwaves on food and related materials. În : Food technology — iulie 1972 p. 36—40.
[3] *Dan, R. Mcconnell, Richard,* a. o. Microwave — oven design for radiation safety. In : IEEE Transaction on industry and general applications, vol IGA-G nr. 6, noiembrie/decembrie 1970 p. 681—687.
[4] Patent SUA 3.789.178.
[5] Patent SUA 3.808.391.
[6] Patent SUA 3.629.537.
[7] Publicaţia CEI nr. 335—25.

CZ 621.3.082.7;621.082.4;621.3.012.8

TRANSDUCTOR PIEZOELECTRIC
SCHEMĂ ELECTRICĂ ECHIVALENTĂ

Determinarea unor parametri ai schemei electrice echivalente transductoarelor piezoelectrice folosind metoda autoreciprocităţii în impuls

IGNEA ALIMPIE * — TIMIŞOARA

1. Generalităţi

Transductoarele piezoelectrice folosite în diverse aplicaţii ale undelor ultrasonore pot fi considerate ca circuite multiport ce pot fi caracterizate, în cadrul unui formalism de descriere generat de proprietăţile fizice ale transductoarelor, în care proprietatea de reciprocitate prezintă o importanţă deosebită.

În cele ce urmează, transductoarele piezoelectrice vor fi considerate ca dispozitive bilaterale, funcţionînd în regim liniar sau cu funcţionare liniarizată de semnul mic; schema lor electrică echivalentă poate fi exprimată, în cadrul formalismului de impedanţă, printr-o matrice de impedanţă simetrică [1]. Cunoaşterea unora dintre elementele matricei de impedanţă, corespunzătoare schemei electrice echivalente transductorului piezoelectric, are o importanţă practică deosebită, deoarece, pe baza lor, pot fi determinate o serie de mărimi acustice sau electrice ce caracterizează funcţionarea transductorului [2].

2. Principiul de deteminare a elementelor matricei echivalente transductoarelor piezoelectrice

Metoda de măsurare folosită pentru determinarea elementelor matricei echivalente transductoarelor piezoelectrice se bazează pe proprietăţile de reciprocitate ale transductoarelor de ultrasunete şi ale mediilor acustice; deoarece urmează a fi folosită metoda autoreciprocităţii în impuls, este necesar să se ţină seama de faptul că transductorul de ultrasunete lucrează în regim tranzitoriu, atît în regim de emisie, cît şi în regim de recepţie.

Se consideră schema de măsurare din figura 1, în care T_1 este un transductor piezoelectric bilateral şi reciproc, avînd suprafaţa de emisie S_1, situat la distanţa Z_0 de reflectorul R cu suprafaţa S_2 plană; densităţile transductorului mediului de propagare şi reflectorului vor fi notate cu ρ_1, ρ_0 şi ρ_2, iar vitezele de propagare ale ultrasunetelor, respectiv c_1, c_0 şi c_2.

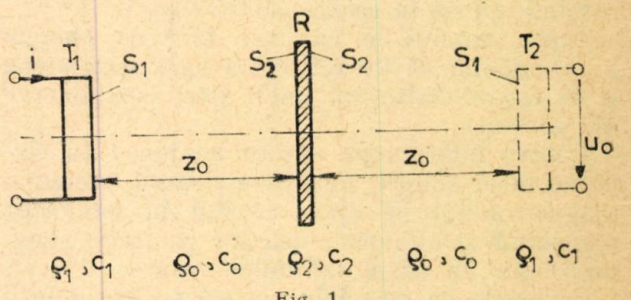


Fig. 1.

De asemenea, se presupune că prin mediul de propagare nu se pot transmite decît unde longitudinale şi că viteza undei, emise de transductor, are numai componentă normală, constantă pe suprafaţa transductorului, condiţii ce sînt îndeplinite pentru transductoarele ce vibrează ca pistoane rigide, iar mediile de propagare sînt lichide cu vîscozitate mică [3]. Transductorul va fi considerat ca un diport

* Dr. ing. Ignea Alimpie — Institutul Politehnic „Traian Vuia" — Timişoara.

hibrid, avînd la una dintre intrări/ieşiri următorii parametri electrici: tensiunea $u(t)$ şi curentul i (t) şi respectiv, parametri mecanici: forţa $f(t)$ şi viteza $v(t)$.

Dacă transductorul este alimentat la poarta electrică cu un curent $i_1(t)$, pe baza analogiei de ordinul I în impedanţe mecanice [1], folosind transformatele Laplace se poate scrie:

$$U_1(s) = A_{11}(s)F_1(s) + A_{12}(s)V_1(s),$$
$$I_1(s) = A_{21}(s)F_1(s) + A_{22}(s)V_1(s), \quad (1)$$

unde factorii $A_{ij}(s)$ reprezintă elementele matricei generale (de lanţ) $[A]$ a cuadripolului echivalent [4]; deoarece s-a presupus că transductorul este reciproc, rezultă că:

$$|A| = 1, \quad (2)$$

unde $|A|$ reprezintă determinantul principal corespunzător matricei $[A]$, [4].

Pentru a putea distinge regimul de emisie de regimul de recepţie este necesar ca cele două regimuri de funcţionare să nu se suprapună, adică, în timpul emisiei să existe numai unda directă, iar în timpul recepţiei numai unda reflectată. Rezultă că, în regim de emisie, dacă dimensiunile geometrice ale transductorului sînt mult mai mari decît lungimea de undă, cu excepţia grosimii, transductorul lucrează pe impedanţa mecanică a mediului de propagare Z_0[5]:

$$Z_0 = \rho_0 c_0 S_1, \quad (3)$$

de unde sistemul de ecuaţie (1) poate fi completat cu relaţia:

$$F_1(s) = Z_0\, V_1(s). \quad (4)$$

Pa baza celor de mai sus, se poate defini sensibilitatea de emisie pentru viteză a transductorului, $S_v(s)$;

$$S_v(s) = \frac{V_1(s)}{I_1(s)} = \frac{1}{A_{21}(s)Z_0 + A_{22}(s)}. \quad (5)$$

Viteza normală a undei directe V_{d2} ce apare pe suprafaţa reflectorului se poate calcula cu ajutorul integralei a II-a a lui Rayleigh [5]:

$$V_{d2}(s) = \frac{1}{2\pi}\int_{S_1} V_1(s)\frac{1+jkr}{r^2}\cos\theta_2 e^{-jkr}\,ds_1, \quad (6)$$

unde θ_2 reprezintă unghiul dintre raza vectoare r şi direcţia normală la suprafaţa S_2, iar k este numărul de undă.

Ţinînd seama de legile reflexiei [5], se obţine viteza normală a undei reflectate V_{r2}:

$$V_{r2}(s) = \frac{1}{2\pi}\frac{\rho_2 c_2 - \rho_0 c_0}{\rho_2 c_2 + \rho_0 c_0}\cdot$$
$$\cdot\int_{S_1} V_1(s)\frac{1+jkr}{r^2}\cos\theta_2 e^{-jkr}\,ds_1. \quad (7)$$

În aceste condiţii, rezultă că viteza normală, ce apare într-un punct de pe suprafaţa transductorului în regim receptor, va fi dată de expresia:

$$V_{1r}(s) = \frac{V_1(s)}{4\pi^2}\frac{\rho_2 c_2 - \rho_0 c_0}{\rho_2 c_2 + \rho_0 c_0}\int_{S_2}\frac{1+jkr}{r^2}\cos\theta_1 e^{-jkr}\cdot$$
$$\cdot\left(\int_{S_1}\frac{1+jkr'}{r'^2}\cos\theta_2\cdot e^{-jkr'}\,ds_1\right)ds_2, \quad (8)$$

unde θ_1 este unghiul dintre raza vectoare şi direcţia normală la planul S_1.

Prin analogie cu liniile electrice lungi [3], schema electrică echivalentă a mediului de propagare-transductor, în regim receptor, se prezintă ca în figura 2, în acest caz transductorul fiind considerat ca un cuadripol în conexiune inversă [4]. Trebuie precizat că răspunsul va fi proporţional cu viteza medie sau forţa medie ce acţionează pe suprafaţa transductorului. Dacă se presupune că transductorul este sensibil numai la undele longitudinale [3], răspunsul său va fi proporţional cu media componentei normale a vitezei recepţionate pe suprafaţa sa V_{1r} a cărei valoare este dată de relaţia:

$$V_1'(s) = \frac{1}{S_1}\int_{S_1} V_{1r}(s)\,ds_1. \quad (9)$$

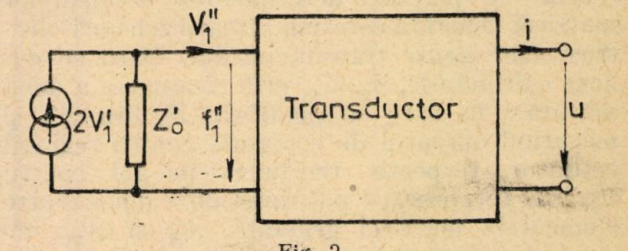


Fig. 2.

Se defineşte K raportul de transformare al vitezelor din mediul de propagare conform expresiei:

$$K = \frac{V_1'}{V_1} = \frac{1}{4\pi^2 S_1}\frac{\rho_2 c_2 - \rho_0 c_0}{\rho_2 c_2 + \rho_0 c_0}\int_{S_1}\left[\int_{S_2}\frac{1+jkr}{r^2}e^{-jkr}\cos\theta_1\cdot\right.$$
$$\left.\cdot\left(\int_{S_1}\frac{1+jkr'}{r'^2}e^{-jkr'}\cos\theta_2 ds_1\right)ds_2\right]ds_1. \quad (10)$$

Pe baza figurii 2 se pot scrie următoarele relaţii :

$$F_1''(s) = Z_0'(2V_1'(s) - V_1''(s)),$$

$$F_1''(s) = A_{22}(s)U_0(s) + A_{12}(s)I_0(s), \quad (11)$$

$$V_1''(s) = A_{21}(s)U_0(s) + A_{11}(s)I_0(s),$$

unde Z_0' este definită ca o impedanţă mecanică medie :

$$Z_0' = \frac{\int_{S_1} p_1' ds_1}{V_1'}, \quad (12)$$

p'_1 fiind presiunea ce apare pe suprafaţa transductorului în absenţa acestuia.

Dacă se măsoară tensiunea u_0 în gol ($i_0 = 0$), se obţine :

$$U_0(s) = \frac{2V_1'Z_0'}{A_{22}(s) + Z_0'A_{21}(s)}, \quad (13)$$

de unde se poate deduce sensibilitatea de recepţie pentru viteză M_V ;

$$M_V(s) = \frac{U_0(s)}{V_1'(s)} = \frac{2Z_0'}{A_{22}(s) + Z_0'A_{21}(s)}. \quad (14)$$

Se constată că între sensibilitatea de emisie (5) şi sensibilitatea de recepţie (14) apar diferenţe, deoarece conţin funcţii de impedanţe mecanice diferite.

Ţinînd seama de relaţiile (1), (4) şi (13) se obţine :

$$\frac{U_0(s)}{I_1(s)} = \frac{2K(s)Z_0'(s)}{(A_{21}(s)Z_0'(s)+A_{22}(s))(A_{21}(s)Z_0(s)+A_{22}(s))}, \quad (15)$$

relaţie ce permite determinarea elementelor matricei generale corespunzătoare schemei electrice echivalente transductorului. Dacă se cunosc mărimile K, Z_0, Z'_0, prin efectuarea a două măsurări în care se modifică Z_0 sau Z'_0 şi măsurînd curentul de comandă pentru regimul emiţător, respectiv tensiunea în gol pentru regimul receptor, se pot determina două dintre elementele matricei generale, A_{21} şi A_{22}; de exemplu, dacă se modifică distanţa dintre transductor şi reflector sau dimensiunea reflectorului, se modifică K şi Z_0', iar dacă se schimbă mediul de propagare, se modifică valorile pentru K, Z_0 şi Z_0'.

Dacă unghiul dintre oricare rază vectoare şi normală la suprafaţa S_1 este mai mic decît 20°, se poate demonstra [2] că $Z_0 = Z_0'$; în acest caz relaţia (15) devine :

$$\frac{U_0(s)}{I_1(s)} = \frac{2K(s)Z_0}{(A_{21}(s)Z_0 + A_{22}(s))^2}. \quad (16)$$

Sistemul de ecuaţii ce se obţine pe baza relaţiei (16) are o formă pătratică în raport cu A_{21} şi A_{22} de forma :

$$a_1A_{21}^2 + A_{22}^2 + b_1A_{21}A_{22} = c_1,$$
$$a_2A_{21}^2 + A_{22}^2 + b_2A_{21}A_{22} = c_2, \quad (17)$$

unde a_i, b_i şi c_i sînt funcţii de parametrii K, Z_0, Z_0' şi valorile $V_0(s)$, $I_1(s)$.

Pentru cazul în care se lucrează în regim de undă cvasicontinuă, mărimile de mai sus vor fi numere complexe, iar sistemul (17) devine :

$$A_{21} = \frac{m}{A_{22}} + nA_{22},$$
$$A_{22} = \frac{p}{A_{21}} + rA_{21}, \quad (18)$$

care poate fi rezolvat uşor printr-o metodă iterativă.

Cunoscînd elementele A_{21} şi A_{22} ale matricei generale a transductorului considerat ca un cuadripol, se pot determina şi elementele A_{11} şi A_{12}, dacă se efectuează o măsurare suplimentară ; într-adevăr, din condiţia $|A| = 1$, rezultă :

$$A_{12}(s) = \frac{A_{11}(s)A_{22}(s) - 1}{A_{21}(s)}. \quad (19)$$

Înlocuind expresia de mai sus în prima ecuaţie a sistemului (1), se obţine :

$$A_{11}(s) = \frac{U(s)}{I_1(s)} A_{21}(s) + \frac{1}{A_{21}(s)Z_0(s) + A_{22}(s)} \quad (20)$$

şi respectiv :

$$A_{12}(s) = \frac{U(s)}{I_1(s)} A_{22}(s) - \frac{Z_0(s)}{A_{21}(s)Z_0(s) + A_{22}(s)}. \quad (21)$$

Prin urmare, efectuînd o măsurare suplimentară, tensiunea la bornele transductorului, cînd acesta se găseşte în emisie, se pot determina elementele matricei generale ale transductorului.

3. Concluzii şi rezultate experimentale

Determinarea elementelor matricei generale corespunzătoare schemei electrice echivalente transductoarelor de ultrasunete este posibilă în condiţiile în care transductoarele lucrează în regim liniar şi este îndeplinită proprietatea de reciprocitate. Dacă se lucrează cu nivele mari de semnal, apar erori suplimentare da-

torate prezenței componentelor armonice superioare în spectrele semnalelor considerate.

Experimental, în procesul de măsurare apar o serie de dificultăți deoarece:

— pentru lichidele uzuale ce pot fi folosite ca medii de propagare, impedanțele acustice sînt relativ apropiate între ele;

— modificarea distanței dintre transductor și reflector sau a suprafeței reflectorului conduce la modificarea raportului de transformare al vitezelor și într-o măsură foarte mică a impedanțelor mecanice.

Pentru majoritatea aplicațiilor practice este însă suficientă cunoașterea expresiei $A_{21}Z_0 + A_{22}$, expresie ce permite determinarea unor mărimi acustice sau electrice, conform relațiilor (5) și (14).

Deoarece curentul de excitație și tensiunea recepționată în gol pot fi determinate ușor experimental, pentru determinarea expresiei $A_{21}Z_0 + A_{22}$ este necesar să se cunoască valorile raportului de transformare ale vitezelor. Pentru anumite forme geometrice al suprafețelor S_1 și S_2, în cazul folosirii unor reflectori ideali, sînt date în literatura de specialitate [6] curbele AVG, care reprezintă amplitudinea relativă A a presiunii acustice medii a ecoului față de presiunea acustică medie a undei emise în dB, în funcție de distanța normalizată dintre transductor și reflector: se poate demonstra [2] că raportul de transformare al vitezelor poate fi exprimat prin relația:

$$K(s) = \frac{\rho_0 c_0 - \rho_2 c_2}{\rho_0 c_0 + \rho_2 c_2} \cdot 10^{\frac{V}{20}} \exp 2j(\operatorname{arctg} kz_0 - kz_0). \tag{22}$$

Din punct de vedere practic este mult mai convenabilă cunoașterea transformatei Fourier a expresiei $A_{21}Z_0 + A_{22}$ decît a transformatei Laplace a acestei expresii; deoarece regimul de emisie-recepție pentru transductor este astfel ales încît să nu apară suprapuneri între unda emisă și cea recepționată, rezultă că se lucrează în condiții inițiale nule și, deci, trecerea de la transformata Laplace la transformata Fourier se face prin înlocuirea directă a lui „s" cu „$j\omega$".

În condițiile de mai sus, expresia $A_{21}Z_0 + A_{22}$ se poate calcula pe baza relației (16):

$$A_{21}(j\omega)Z_0(j\omega) + A_{22}(j\omega) = \sqrt{2K(j\omega)Z_0(j\omega)\frac{I_1(j\omega)}{U_0(j\omega)}}, \tag{23}$$

Metoda prezentată mai sus a fost aplicată pentru determinarea dependenței de frecvență a expresiei $A_{21}Z_0 + A_{22}$ pentru un transductor piezoelectric de formă circulară folosit în defectoscopie [2]; măsurările s-au făcut într-o baie, cu mediul de propagare apa degazată, folosind ca reflector o bară rotundă din oțel. Exercitarea transductorului s-a făcut cu două semnale: unul sinusoidal și unul dreptunghiular cu durata de circa 1 μs. În urma prelucrării rezultatelor experimentale au fost obținute curbele de variație pentru partea reală, respectiv imaginară a expresiei $1/(A_{21}Z_0 + A_{22})$ în funcție de frecvență, reprezentate în figura 3, rezultînd o foarte bună concordanță a acestora. Caracteristicile obținute au fost folosite la determinarea unor mărimi acustice ca: viteza undei acustice emise sau recepționate, energia impulsului emis etc.

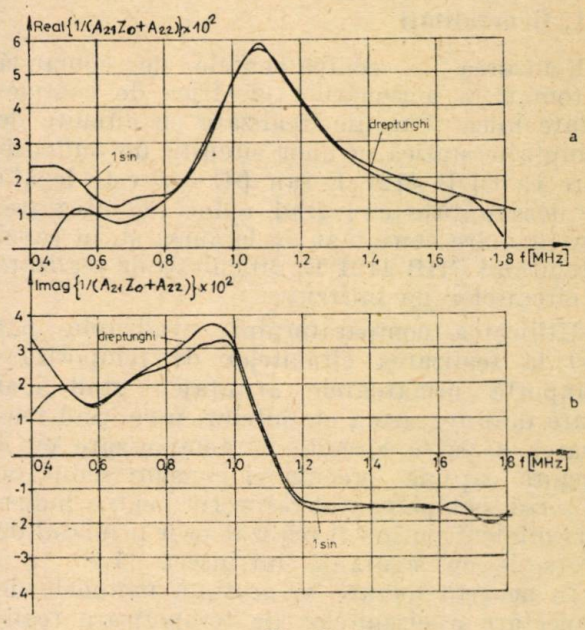


Fig. 3.

În concluzie, folosind metoda autoreciprocității în impuls se pot determina elementele matricei generale a schemei electrice echivalente transductoarelor piezoelectrice de ultrasunete; pentru majoritatea aplicațiilor practice este însă suficientă cunoașterea dependenței în funcție de frecvență a expresiei $A_{21}Z_0 + A_{22}$, cu ajutorul ei putîndu-se determina o serie de mărimi acustice și electrice specifice transductoarelor de ultrasunete.

Bibliografie

[1] *Stanomir, D.* Teoria fizică a sistemelor electromecanice, Ed. Academiei RSR, București, 1982.

[2] *Ignea, A.* Contribuții la calibrarea transductoarelor de măsură cu ultrasunete folosind metoda autoreciprocității în impuls. Teză de doctorat, Institutul Politehnic „Traian Vuia" din Timișoara, 1986.

[3] *Mason, W. P.* Piezoelectric crystals and their application to ultrasonics. D. Van Nostrand Comp. Inc. New York, 1950.

[4] *Sora, C.* Cuadripolul electric. Ed. Tehnică, București, 1964.

[5] *Skudrzyk, F.* Osnovî akustiki, (trad. din lb. engl.), vol. I și II, Izd. Mir., Moskva, 1976.

[6] *Bohățiel, T., Năstase, E.* Defectoscopie ultrasonică fizică și tehnică. Ed. Tehnică, București, 1980.

CZ 621.83:621.314.5

CIRCUITE DE TEMPORIZARE

ACȚIONĂRI

Proiectarea circuitelor de temporizare pentru echipamentele de comandă automată a acționărilor electrice

SZASZ ANDREI* — CLUJ-NAPOCA

1. Generalități

Utilizarea în echipamentele de comandă automată a acționărilor electrice de complexitate mică și medie, realizate cu circuite de comutație statică, a unor circuite de temporizare ca CDB 4121 E sau βE 555 este legată de dezavantaje ca: grad redus de integrare, curent mare consumat de la sursă și, în cazul circuitului CDB 4121 E, dificultăți de realizare a circuitelor de întîrziere.

Utilizarea comparatorului cvadruplu βM 339 la realizarea circuitelor de temporizare comportă următoarele avantaje: grad mai mare de integrare a circuitelor, permițînd realizarea a patru circuite de temporizare cu o singură capsulă, precum și consum redus de la sursă, echipamentul respectiv pentru industria minieră putînd fi realizat ușor în modul de protecție cu siguranță intrinsecă [1,6].

În această lucrare se prezintă metodele de proiectare a circuitelor de temporizare realizate cu ajutorul comparatoarelor; circuitul de întîrziere pentru durate mici, circuitul basculant monostabil și circuitul de întîrziere pentru durate mari, realizat cu un multivibrator și un numărător divizor.

În acest scop se deduc relațiile de calcul exacte ale temporizărilor, luînd în considerare fenomenele reale din aceste circuite, totodată se stabilește modul de utilizare a lor la proiectarea circuitelor. Pentru a mări operativitatea proiectării, se elaborează și scheme logice de calcul care stau la baza programelor pentru rulare pe calculatorul electronic. Exemplele de calcul subliniază valoarea aplicativă a lucrării.

La proiectarea circuitelor de temporizare se pleacă de la considerentul că, din motive de securitate a muncii și pentru a proteja utilajele, echipamentele de comandă trebuie să realizeze temporizările cu o anumită precizie. Din această cauză se recomandă ca în circuitul de temporizare, elementar să se folosească condensatoare cu rezistență de izolație foarte mare: cu folie de poliester sau din policarbonat. Numai în cazuri izolate se admite folosirea potențiometrelor semireglabile petru potrivirea valorii temporizării, în care caz pot fi utilizate și condensatoare de tantal [2, 3].

* Ing. Szasz, A. — Institutul de Cercetări și Proiectări Miniere pentru Substanțe Nemetalifere — Cluj-Napoca.

2. Circuite de întîrziere pentru durate mici

În circuitele de întîrziere pentru durate mici, figura 1, comparatorul Q controlează nivelul tensiunii de încărcare de pe condensatorul de temporizare.

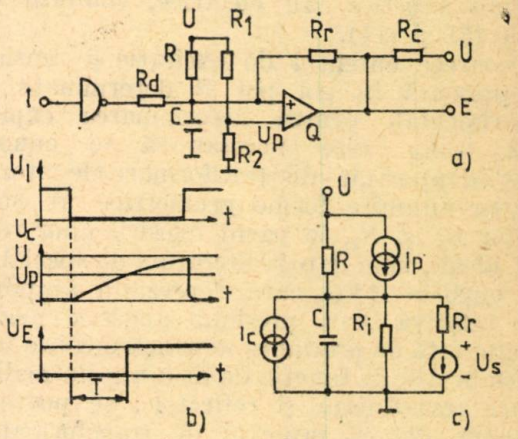


Fig. 1. Circuit de întîrziere pentru durate mici: a — schema de principiu; b — diagrama de semnale; c — schema echivalentă de calcul.

La valori suficient de mici ale rezistențelor divizorului, curentul de polarizare la intrarea comparatorului nu influențează asupra valorii tensiunii de prag U_p, deci se poate scrie:

$$U_p = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U. \tag{1}$$

Notînd cu:

$$R_e = \frac{R_r R_i}{R_r + R_i},$$

dacă se aplică prima teoremă a lui Kirchhoff pentru nodul schemei echivalente din figura 1 și se integrează ecuația diferențială obținută pentru condiția inițială: $t = 0$, $u_c = 0$, se obține următoarea expresie pentru durata temporizării [4]:

$$T = \frac{RR_e}{R + R_e} C \cdot \ln \frac{\left(\frac{U}{R} + \frac{U_s}{R_r} + I_p - I_c\right)\frac{RR_e}{R + R_e}}{\left(\frac{U}{R} + \frac{U_s}{R_r} + I_p - I_c\right)\frac{RR_e}{R + R_e} - U_p}. \tag{2}$$

În aceste expresii R_i este rezistența de izolație a condensatorului și a cablajului imprimat; I_p — curentul de polarizare la intrarea comparatorului; I_c — curentul rezidual I_{CBO} la ieșirea circuitului de comandă și U_s tensiunea de saturație la ieșirea comparatorului.

Din analiza schemei echivalente și a relației (2) se poate constata că valoarea maximă a temporizării rezultă pentru C_M, R_M R_{em}, I_{pm}, I_{cM}, U_m, U_{pm} și U_{sm}, iar valoarea minimă — pentru abaterile inverse ale parametrilor, indicele M fiind afectat valorilor maxime, iar indicele m valorilor minime.

Pentru proiectarea circuitului de întîrziere cu rezistențe fixe, se pornește de la mărimile T, U, U_s, R_i, R_r, R_1, R_2, I_p și I_c cunoscute atît ca valori, cît și ca abateri. Întrucît ne stau la dispoziție rezistențe de precizie de orice valoare dorită, pentru asigurarea unei anumite temporizări se impune valoarea capacității C a condensatorului și se determină valoarea rezistenței R. Valoarea capacității C se va alege în așa fel, ca rezistența R să nu ,depășească o valoare limită de 1 . . 1,5 MΩ, pentru a reduce influența rezistenței de izolație a condensatorului și a cablajului imprimat asupra preciziei temporizării.

Determinarea directă din expresia (2) a rezistenței R nu este posibilă, din această cauză se procedează, în conformitate cu metoda aproximațiilor succesive a lui Newton, după următorul algoritm de calcul:

1. În relația (2) se adoptă $U_s = 0$, $R_c = \infty$ și $I_p = I_c = 0$, obținînd:

$$T = R\,C \ln \frac{U}{U - U_p}. \qquad (3)$$

Din expresia (3) pentru valorile nominale ale parametrilor și pentru valoarea limită adoptată a rezistenței R rezultă o anumită valoare inițială C_j a capacității, care se rotunjește la valoarea cea mai apropiată din seria normalizată de capacități de o anumită precizie.

2. Din expresia (3), pentru valorile nominale ale parametrilor și pentru valoarea adoptată a capacității, se determină o valoare inițială R_j a rezistenței cu care după formula (2) se calculează T_{Mj}, T_{mj}, precum și:

$$T_{med\,j} = 0{,}5\,(T_{Mj} + T_{mj}). \qquad (4)$$

3. Se recalculează valoarea rezistenței după expresia:

$$R_k = \frac{T}{T_{med\,j}} R_j, \qquad (5)$$

care se rotunjește la valoarea cea mai apropiată din seria normalizată de rezistențe de o anumită precizie. Cu această valoare după formula (2) se determină T_{Mk}, T_{mk}, precum și $T_{med\,k}$.

Calculul se continuă, pînă cînd:

$$\frac{T_{Mp}}{T} \leqslant 1 + D \quad \text{și} \quad \frac{T_{mp}}{T} \geqslant 1 - D \qquad (6)$$

Unde D este abaterea maximă a temporizării. Dacă după un anumit număr de aproximări relația (6) nu este satisfăcută, calculul se reia pentru o valoare mai mare a capacității C sau pentru abateri mai mici ale acesteia.

Exemplul 1. Pentru circuitul de temporizare din figura 1, cu $U = 5\text{V} \pm 5\%$, $U_s = 0 \ldots 0{,}4$ V, $R_i = 35$ MΩ . . . ∞, $R_r = 10$ MΩ $\pm$ 5 %, $R_1 = 2$ kΩ $\pm$ 0,5 %, $R_2 = 4{,}32$ kΩ $\pm$ 0,5 %, $I_p = 30 \ldots 100$ nA, $I_c = 0 \ldots 30$ nA, pentru $C = 5{,}6$ μF $\pm$ 5 % și $T = 6$ s se obține $R = 866$ kΩ $\pm$ 0,5 % și precizia temporizării de $\pm$ 10 %. Cu expresia simplificată (3) s-ar obține $R = 931$ kΩ, ceea ce asigură o temporizare medie de 6,53 s și deci o abatere față de valoarea impusă de 8,8 %.

În cazul în care este necesară proiectarea mai multor circuite de temporizare după schema din figura 1, cu durate diferite ale temporizării, este utilă efectuarea calculelor pe un calculator electronic [5].

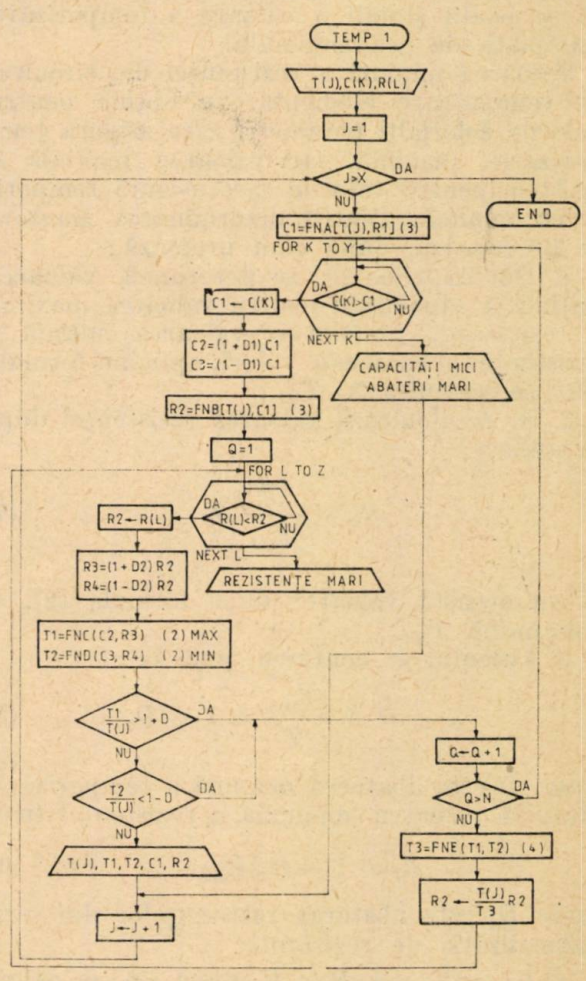


Fig. 2. Schema logică de calculul a circuitelor de întîrziere pentru durate mici.

După algoritmul prezentat mai înainte, pentru proiectarea asistată de calculator rezultă schema logică de calcul din figura 2, în care s-a notat: $D1$ și $D2$ — precizia valorilor capacităților, respectiv ale rezistențelor, $C1 =$

$= C_j$ corespunzătoare $R1 = R_{lim}$, $R2 = R_{j,k}$, $T1 = T_{Mj,k}$, $T2 = T_{mj,k}$. În scopul simplificării programului, s-a considerat că valorile rezistențelor din seria normalizată sînt înscrise în memorie în ordine descrescătoare.

Exemplul 2. Rulînd programul elaborat după schema logică de calcul din figura 2, pentru aceleași date inițiale ca în exemplul 1, cu abaterea temporizării $D = 0{,}1$ se obține : pentru $T = 4$ s, $C = 3{,}9$ μF și $R = 825$ kΩ, pentru $T = 6$ s, $C = 6{,}8$ μF și $R = 715$ kΩ și pentru $T = 10$ s, $C = 10$ μF și $R = 806$ kΩ, iar cu $D = 0{,}15$ se obține pentru $T = 24$ s, $C = 15$ μF și $R = 1{,}26$ MΩ și pentru $T = 30$ s, $C = 18$ μF și $R = 1{,}26$ MΩ.

Pentru circuitele cu potențiometre semireglabile se pune problema de a determina componenta fixă și componenta variabilă a rezistenței din circuitul de temporizare elementar în așa fel, ca prin reglarea potențiometrului pentru orice abateri ale valorilor parametrilor să se poată stabili o valoare a temporizării apropiată de cea nominală.

Valoarea minimă a rezistenței din circuitul de temporizare elementar se obține pentru valorile celorlalți parametri care asigură temporizarea maximă, iar valoarea maximă a acesteia pentru valorile care asigură temporizarea minimă. Pentru determinarea acestora se procedează, după cum urmează :

1. Din expresia (3) se determină valoarea inițială a capacității pentru valoarea maximă a rezistenței, precum și valoarea inițială a rezistenței și cu aceste valori, aplicînd formula (2), se calculează T_{Mj}.

2. Se recalculează valoarea rezistenței după expresia :

$$R_k = \frac{T}{T_{Mj}} R_j \qquad (7)$$

și cu această valoare, după formula (2), se determină T_{Mk}.

3. Calculul se continuă, pînă ce :

$$1 - D \leqslant \frac{T_{Mp}}{T} \leqslant 1 + D, \qquad (8)$$

unde D este abaterea maximă a temporizării. Rezultă valoarea nominală a rezistenței fixe :

$$R_f \leqslant 1(-D_2)R_p, \qquad (9)$$

unde D_2 este abaterea rezistențelor din seria normalizată de rezistențe.

4. Cu valoarea $R = R_j$ după (2) se calculează T_{mj}, apoi se recalculează valoarea rezistenței după :

$$R_x = \frac{T}{T_{mj}} R_j \qquad (10)$$

și cu relația (2) se determină T_{mx}.

5. Calculul se continuă, pînă cînd :

$$1 - D \leqslant \frac{T_{mz}}{T} \leqslant 1 + D. \qquad (11)$$

Rezultă valoarea necesară a rezistenței potențiometrului semireglabil :

$$R_{ps} \geqslant (1 + D_3)\,[R_z - (1 - D_2)R_f], \qquad (12)$$

unde D_3 este abaterea rezistenței potențiometrului semireglabil.

Valorile parametrilor condensatorului, ale rezistenței fixe și ale potențiometrului semireglabil pot fi determinate după schema logică de calcul din figura 3, prin programare și rulare pe calculator.

Exemplul 3. Rulînd programul elaborat după schema din figura 3, cu aceleași date inițiale

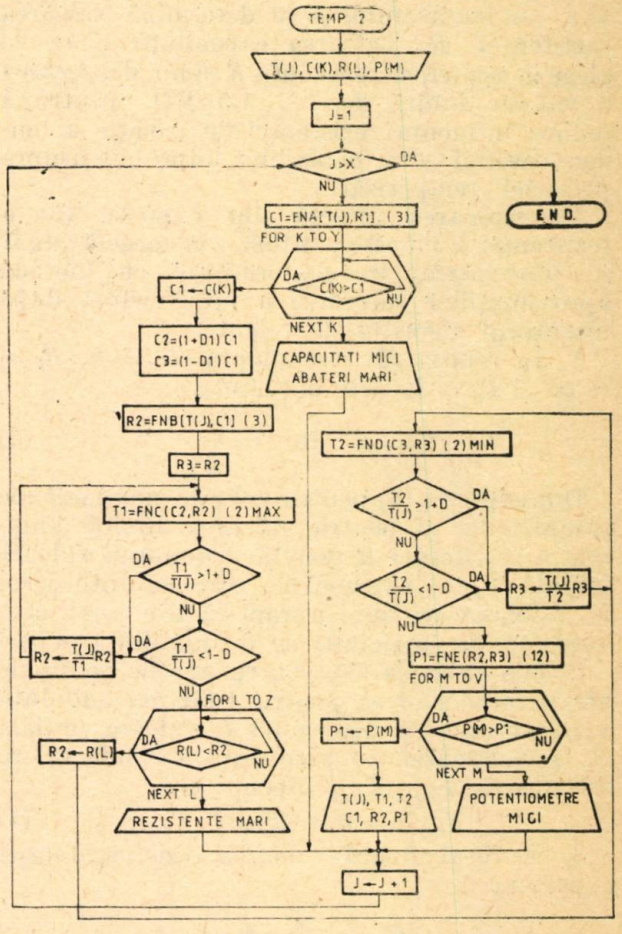


Fig. 3. Schema logică de calcul al circuitelor de întîrziere cu potențiometre semireglabile.

ca în exemplul 1, în afară de rezistența de izolație a condensatoarelor de tantal care se adoptă egală cu $R_i = 3{,}3$ MΩ . . ∞, cu $D = 0{,}05$, pentru $T = 10$ s, se obține $C = 10\ \mu F \pm 10\%$, $R = 560$ kΩ $\pm 5\%$ și $P = 500$ kΩ $\pm 10\%$, iar pentru $T = 24$ s, $C = 22$ μF, $R = 620$ kΩ și $P = 500$ kΩ, cu aceleași abateri.

3. Circuitul de temporizare monostabil

În circuitul de temporizare monostabil, figura 4, comparatorul controlează nivelul tensiunii de pe rezistența prin care se încarcă condensatorul de temporizare.

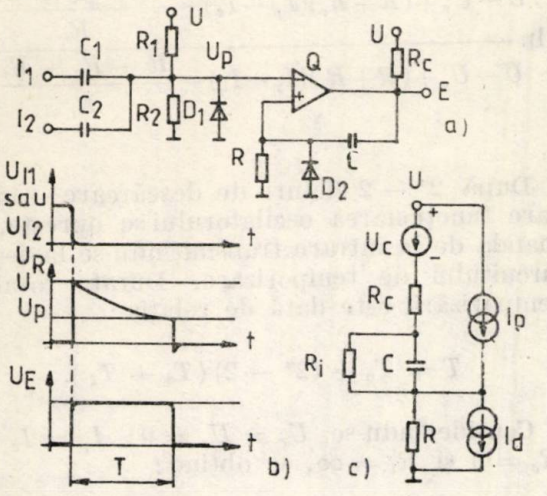


Fig. 4. Circuit de temporizare monostabil; *a* — schema de principiu; *b* — diagrama de semnale; *c* — schema echivalentă de calcul.

Procedînd la fel ca în paragraful 1, se obține durata impulsului la ieșirea circuitului monostabil;

$$T = \frac{(R + R_c)R_i}{R + R_c + R_i} C \cdot$$

$$\cdot \ln \frac{U_{p0} - [U - U_c + (R_c + R_i)(I_p - I_d)] \dfrac{R}{R + R_c + R_i}}{U_p - [U - U_c + (R_c + R_i)(I_p - I_d)] \dfrac{R}{R + R_c + R_i}},$$

$$\text{cu } U_{p0} = \frac{R(U - U_c) + RR_c(I_p - I_d)}{R + R_c}, \quad (13)$$

în care U_{p0} este tensiunea pe intrarea neinversoare a comparatorului în momentul $t = 0$, U_c — căderea de tensiune pe rezistența R_c datorată curentului de intrare a etajelor comandate și curentului rezidual I_{CBO} al ieșirii comparatorului; I_d — curentul invers prin dioda D_2; iar tensiunea de polarizare U_p este dată de relația (1).

Din această expresie pentru $R_i = \infty$, $U_c = 0$ și $I_p = I_c = 0$ rezultă:

$$T = RC \ln \frac{U}{U_p}. \quad (14)$$

Valoarea maximă a duratei impulsului dat de circuitul monostabil se obține pentru C_M, R_M, R_{im}, R_{cM}, I_{pM}, I_{dm}, U_m, U_{pm}, U_{cm}, iar valoarea minimă — pentru abaterile inverse ale parametrilor.

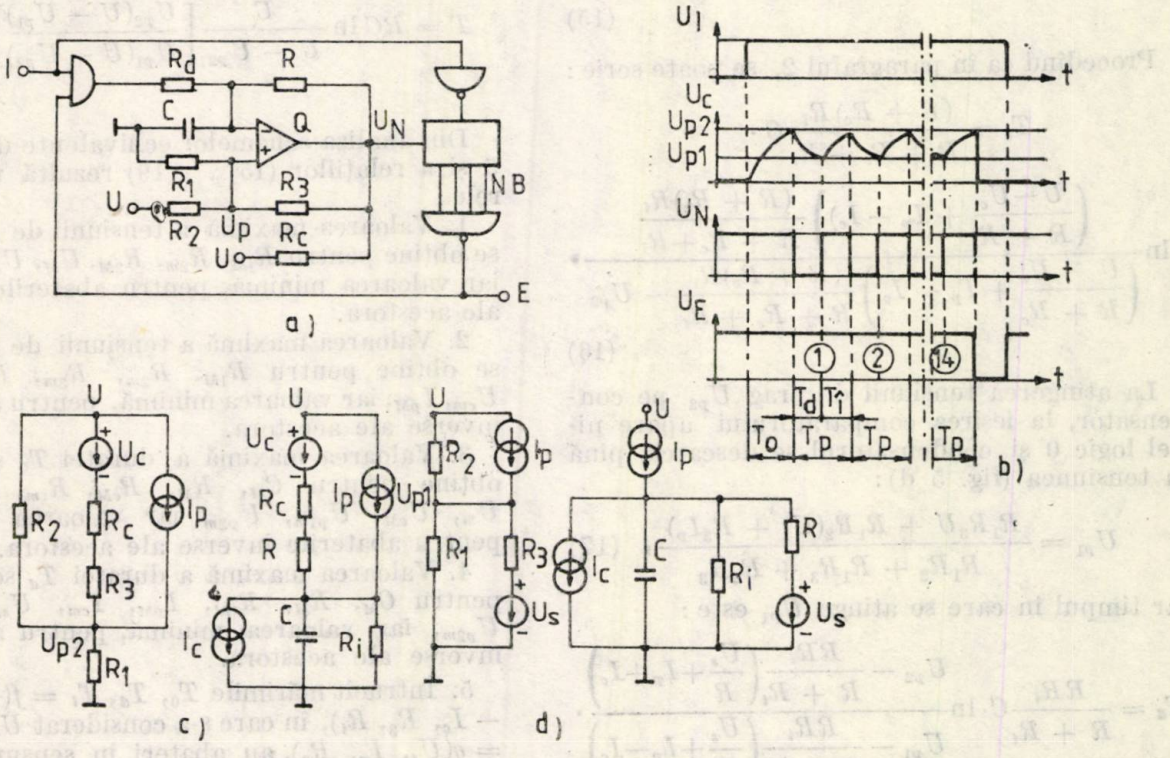


Fig. 5. Circuit de întîrziere pentru durate mari: *a* — schema de principiu; *b* — diagrama de semnale; *c* — schema echivalentă de calcul pentru intrarea neinversoare și inversoare a comparatorului la încărcarea condensatorului; *d* — idem, la descărcarea condensatorului.

Determinarea valorii rezistenței R și a capacității C se face după un algoritm asemănător cu cel descris în paragraful 1, luînd însă în considerare relațiile (13) și (14).

Exemplul 4. Pentru circuitul monostabil din figura 4 cu $U = 5\text{V} \pm 5\%$; $U_c = 0 \ldots 0{,}1$ V; $R_i = 35\ \text{M}\Omega \ldots \infty$; $R_1 = 100\ \text{k}\Omega \pm 1\%$; $R_2 = 51\ \text{k}\Omega \pm 1\%$; $I_p = 30 \ldots 100\ \text{nA}$; $I_d = I_c = 0 \ldots 30$ nA și $C = 5{,}6\ \mu\text{F} \pm 5\%$; se obține $R = 953\ \text{k}\Omega \pm 1\%$ și $T = 6\ \text{s} \pm 11\%$

5. Circuite de întîrziere pentru durate mari

Valori mai mari ale temporizării cu circuitul din figura 1 se pot obține numai prin mărirea valorii rezistenței R sau a capacității C, cu repercusiuni asupra gabaritului și asupra preciziei.

Temporizări mai mari se pot obține cu un circuit de temporizare conform figurii 5, care conține un multivibrator realizat cu ajutorul unui comparator, precum și un numărător divizor. Comanda aplicată la intrarea circuitului se transmite mai departe, cînd la ieșirea numărătorului apare combinația $2^n - 1$, unde n este numărul de ieșiri ale acestuia.

La primirea comenzii, condensatorul se încarcă de la tensiunea 0, pînă la tensiunea (fig. 5c);

$$U_{p2} = \frac{R_1(R_2+R_3+R_c)U - R_1R_2[U_c-(R_3+R_c)I_p]}{R_1R_2 + (R_1+R_2)(R_3+R_c)}. \tag{15}$$

Procedînd ca în paragraful 2, se poate scrie :

$$T_o = \frac{(R+R_c)R_i}{R+R_c+R_i}C \cdot \ln \frac{\left(\frac{U-U_c}{R+R_c} + I_p - I_c\right)\frac{(R+R_c)R_i}{R+R_c+R_i}}{\left(\frac{U-U_c}{R+R_c} + I_p - I_c\right)\frac{(R+R_c)R_i}{R+R_c+R_i} - U_{p2}}. \tag{16}$$

La atingerea tensiunii de prag U_{p2} pe condensator, la ieșirea comparatorului apare nivel logic 0 și condensatorul se descarcă, pînă la tensiunea (fig. 5 d):

$$U_{p1} = \frac{R_1R_3U + R_1R_2(U_s + R_3I_p)}{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3}, \tag{17}$$

iar timpul în care se atinge U_{p1} este :

$$T_d = \frac{RR_i}{R+R_i}C \cdot \ln \frac{U_{p2} - \frac{RR_i}{R+R_i}\left(\frac{U_s}{R} + I_p + I_c\right)}{U_{p1} - \frac{RR_i}{R+R_i}\left(\frac{U_s}{R} + I_p - I_c\right)}. \tag{18}$$

După atingerea tensiunii U_{p1}, condensatorul se încarcă din nou pînă la tensiunea U_{p2}, în timpul :

$$T_i = \frac{(R+R_c)R_i}{R+R_c+R_i}C \cdot \ln \frac{U - U_c + (R+R_c)(I_p - I_c) - \frac{R+R_c+R_i}{R_i}U_{p1}}{U - U_c + (R+R_c)(I_p - I_c) - \frac{R+R_c+R_i}{R_i}U_{p2}}. \tag{19}$$

După $2^n - 2$ cicluri de descărcare — încărcare funcționarea oscilatorului se oprește, comanda de la intrare transmițîndu-se la ieșirea circuitului de temporizare. Durata totală a temporizării este dată de relația :

$$T = T_0 + (2^n - 2)(T_d + T_i). \tag{20}$$

Considerîndu-se $U_c = U_s = 0$; $I_p = I_c = 0$, $R_c = 0$ și $R_i = \infty$, se obține :

$$U_{p1} = \frac{R_1R_3}{R_1R_2 + (R_1+R_2)R_3}U,$$

$$U_{p2} = \frac{R_1(R_2+R_3)}{R_1R_2 + (R_1+R_2)R_3}U$$

și :

$$T = RC \ln \frac{U}{U - U_{p2}} \left[\frac{U_{p2}(U - U_{p1})}{U_{p1}(U - U_{p2})}\right]^{(2n-2)}. \tag{21}$$

Din analiza schemelor echivalente din figura 5 și a relațiilor (15) . . (19) rezultă următoarele :

1. Valoarea maximă a tensiunii de prag U_{p1} se obține pentru R_{1M}, R_{2m}, R_{3M}, U_M, U_{sM} și I_{pM}, iar valoarea minimă, pentru abaterile inverse ale acestora.

2. Valoarea maximă a tensiunii de prag U_{p2} se obține pentru R_{1M}, R_{2m}, R_{3m}, R_{cM}, U_M, U_{cm}, I_{pM}, iar valoarea minimă, pentru abaterile inverse ale acestora.

3. Valoarea maximă a duratei T_0 și T_i se obține pentru C_M, R_M, R_{cM}, R_{im}, I_{pm}, I_{cM}, U_m, U_{cM}, U_{p1m}, U_{p2m}, iar valoarea minimă, pentru abaterile inverse ale acestora.

4. Valoarea maximă a duratei T_d se obține pentru C_M, R_M, R_{iM}, I_{pM}, I_{cm}, U_{sM}, U_{p1m}, U_{p2m}, iar valoarea minimă, pentru abaterile inverse ale acestora.

5. Întrucît mărimile T_0, T_d, $T_i = f(U_s, I_p - I_c, R_3, R_i)$, în care s-a considerat U_{p1}, $U_{p2} = g(U_s, I_p, R_3)$, au abateri în sensuri opuse față de valoarea lor medie, dacă parametrii indicați în paranteză iau valoarea maximă sau

minimă, nu se poate stabili dinainte pentru care valoare a acestora durata totală a temporizării T ia valoarea maximă sau minimă. Valoarea maximă și minimă a temporizării este necesar să se calculeze conform relației (20) pentru cele $2^4 = 16$ combinații ale parametrilor

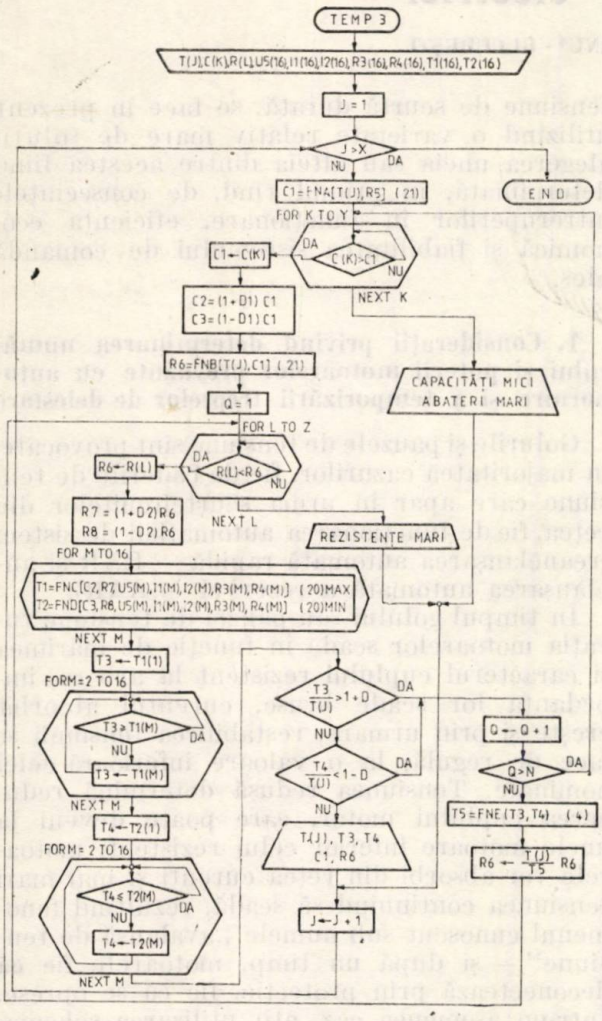


Fig. 6. Schema logică de calcul a circuitelor de întîrziere pentru durate mari.

U_s, I_p, respectiv $I_p - I_c$, R_3, R_i, ceilalți parametri de care acestea depind prin duratele T_0, T_d și T_i conform punctelor 1 . . 4 de mai sus luînd valori corespunzătoare. Calculul valorilor lui T fiind laborios, este necesar să fie efectuat pe un calculator electronic. În schema logică de calcul din figura 6 întocmită în acest scop s-au notat : $U1 = U_{p1M}$, $U2 = U_{p2M}$, $U3 = U_{p1m}$, $U4 = U_{p2m}$, $U5 = U_s$, $I1 = I_p$, $I2 = I_p - I_c$, $R3 = R_3$, $R4 = R_i$.

Exemplul 5. Cu valorile $R_1 = R_2 = R_3 = 1\text{M}\Omega \pm 1\%$, $R_c = 10\text{k}\Omega \pm 5\%$, $R_i = 35\text{M}\Omega \ldots \infty$, $U = 5\text{V} \pm 5\%$, $U_c = 0 \ldots 0{,}1\text{ V}$, $U_s = 0 \ldots 0{,}2\text{ V}$, $I_p = 30 \ldots 100\text{nA}$, $I_c = 0 \ldots 30\text{nA}$, $D_1 = D_2 = 0{,}05$, $D = 0{,}15$; după schema de calcul din figura 6 se obține : pentru $T = 90$ s, $C = 3{,}9\,\mu\text{F}$ și $R = 1{,}1\ \text{M}\Omega$, pentru $T = 120$ s, $C = 4{,}7\,\mu\text{F}$ și $R = 1{,}24\ \text{M}\Omega$, iar pentru $T = 180$ s, $C = 8{,}2\,\mu\text{F}$ și $R = 1{,}05\ \text{M}\Omega$.

În cazul în care circuitul de temporizare comandă un circuit de memorie, nu mai este nevoie de legătura de reacție de la ieșire la circuitul de comandă a oscilatorului. De asemenea, dacă frecvența oscilatorului este suficient de mare, se poate renunța la circuitul de comandă a oscilatorului, relațiile de calcul ale temporizării devenind :

$$T = (2^n - 1{,}5)\,(T_i + T_d),$$

$$T_M = (2^n - 1)\,(T_i + T_d)_M. \qquad (22)$$

și :

$$T_m = (2^n - 2)\,(T_i + T_d)_m$$

5. Concluzii

În lucrare se prezintă metodele de proiectare a circuitelor de temporizare realizate cu ajutorul comparatoarelor. Metodele de proiectare elaborate au fost aplicate la proiectarea circuitelor de temporizare din instalația de automatizare a transportoarelor miniere cu bandă tip IATS-1, în fabricație de serie la Întreprinderea de Electronică Industrială și Automatizări Cluj-Napoca.

Cu ajutorul relațiilor de calcul determinate și cu metodele de proiectare elaborate se pot evalua cu precizie parametrii circuitelor de temporizare, pentru asigurarea temporizării cu exactitatea impusă. Valoarea temporizării se poate garanta pe tot parcursul fabricației echipamentelor, indiferent de abaterea valorilor pieselor în cîmpul de toleranțe.

Măsurătorile efectuate cu aparate de mare sensibilitate și precizie asupra modelelor circuitelor elaborate au confirmat exactitatea calculelor. Metodele de proiectare elaborate se pot extinde și la alte circuite de temporizare, cu luarea în considerare, la determinarea relațiilor de bază, a fenomenelor reale din aceste circuite.

Bibliografie

[1] *Râpeanu, R.*, ș.a. Circuite integrate analogice. Ed. Tehnică, București, 1983.

[2] *Felea, I.* Sisteme de comutație statică. Ed. INID, București, 1971.

[3] Das TTL Kochbuch. Ed. Texas Instruments, München, 1972.

[4] *Răduleț, R.* Bazele electrotehnicii, Probleme, vol. II. Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1981.

[5] *Worth, T.* Projektirovanije na jazyke BASIC. Ed. Mašinostrojenije, Moskva, 1981.

[6] *Szasz, A.* Proiectarea circuitelor de temporizare pentru echipamentele de comandă automată a transportoarelor cu bandă. Simpozion de comunicări tehnico-științifice. Institutul de Mine Petroșani, 16—17 dec. 1983.

CZ 621.316.53

REANCLANŞARE AUTOMATĂ
PROTECŢII LA AUTOPORNIRE
CONTACTOARE DE JOASĂ TENSIUNE

Autopornirea şi delestarea automată temporizată a receptorilor electrici

IOAN DÉSIRÉ SUCEAVEANU* - BUCUREŞTI

Consideraţii generale

Sistemul energetic naţional, lucrînd în condiţii normale, poate asigura numai o continuitate relativă în alimentarea receptorilor industriali, în funcţionarea sa fiind inevitabile apariţiile variaţiilor de tensiune de scurtă durată, denumite goluri de tensiune şi a trecerilor prin zero a tensiunii sau pauze de tensiune datorate funcţionării automaticii de sistem.

Golurile şi pauzele de tensiune de scurtă durată pot produce, la nivelul instalaţiilor uzinale, întreruperi ale funcţionării consumatorilor de ordinul minutelor sau zecilor de minute, necesare repornirii manuale a instalaţiilor, iar în cazul unor procese tehnologice, continue, specifice, de exemplu, industriilor chimică şi petrochimică, întreruperi de ordinul orelor sau chiar mai mari, necesare reluării procesului tehnologic, determinînd pierderi importante de producţie.

La restabilirea tensiunii de alimentare este posibil ca motoarele care şi-au redus turaţia sau chiar s-au oprit şi care nu au fost deconectate de la reţea sau care se reconectează automat la revenirea tensiunii să accelereze pînă la turaţia nominală fără intervenţia personalului, eliminîndu-se dezavantajele menţionate. Autopornirea este posibilă atît pentru motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit cît şi pentru cele mai multe din cele cu rotorul bobinat.

În timpul autopornirii, curenţii absorbiţi de motoare depăşesc valorile lor nominale pentru un timp scurt, comparabil cu timpul de pornire în cazul instalaţiilor corect proiectate şi deci nu sînt periculoşi. Pentru a putea utiliza la maximum acest avantaj de a trece peste goluri şi pauze de tensiune, este necesar ca, pe lîngă prevederea sistemelor de comandă a autopornirii, să se procedeze la alegerea judicioasă a numărului şi puterii motoarelor care autopornesc, a treptelor de temporizare a delestării acestora la pauze prelungite de tensiune, precum şi la desensibilizarea protecţiilor instalaţiilor de alimentare la suprasarcina provocată de curenţii de autopornire.

Menţinerea în funcţiune a consumatorilor tehnologici importanţi, după goluri şi pauze de tensiune de scurtă durată, se face în prezent utilizînd o varietate relativ mare de soluţii alegerea uneia sau alteia dintre acestea fiind determinată, în primul rînd, de consecinţele întreruperilor în funcţionare, eficienţa economică şi fiabilitatea sistemului de comandă ales.

1. Consideraţii privind determinarea numărului şi puterii motoarelor prevăzute cu autopornire şi a temporizării treptelor de delestare

Golurile şi pauzele de tensiune sînt provocate, în majoritatea cazurilor, fie de căderile de tensiune care apar în urma scurtcircuitelor din reţea, fie de funcţionarea automaticii de sistem (reanclanşarea automată rapidă — RAR şi anclanşarea automată a rezervei — AAR).

În timpul golului sau pauzei de tensiune turaţia motoarelor scade în funcţie de mărimea şi caracterul cuplului rezistent la arbore, impedanţa lor scade brusc, curentul absorbit creşte şi prin urmare, restabilirea tensiunii se face, de regulă, la o valoare inferioară celei nominale. Tensiunea redusă determină reducerea cuplului motor, care poate deveni la unele motoare inferior celui rezistent, motoarele vor absorbi din reţea curenţi şi mai mari tensiunea continuînd să scadă, rezultînd fenomenul cunoscut sub numele „avalanşă de tensiune" — şi după un timp, motoarele fie că deconectează prin protecţie, fie că se opresc. Într-un asemenea caz, atît utilizarea schemelor de autopornire, cît şi funcţionarea automaticii de sistem devin inutile.

Puterea şi numărul motoarelor ce autopornesc depind direct atît de durata golului sau pauzei de tensiune, cît şi de alura caracteristicilor mecanice ale electromotoarelor şi maşinilor de lucru acţionate de acestea. Apare, deci, necesitatea de a limita numărul şi puterea motoarelor ce autopornesc cu creşterea duratei golului sau pauzei de tensiune prin prevederea de trepte de delestare autoamtă temporizată a sarcinii astfel alese încît să se poată obţine avantajele maxime oferite de autopornire, în condiţii de deplină siguranţă în funcţionare.

Nu trebuie utitat, de asemenea, că scăderea tensiunii produce totdeauna o creştere a curentului rotoric şi că, la autopornire, curentul statoric va fi cu atît mai mare cu cît turaţia la revenirea tensiunii este mai mică. Prin urmare, prevederea nejustificată a unor timpi

* Dr. ing. *Suceveanu I. D.* — Institutul de Inginerie Tehnologică şi Proiectare pentru Industria Chimică — Bucureşti.

mari de autopornire conduce la îmbătrînirea prematură a izolației bobinajelor motorului, supradimensionarea (de regulă neeconomică) a transformatorului și rețelei de alimentare și la necesitatea introducerii unor temporizări suplimentare pentru repornirea eșalonată a consumatorilor.

Atît în cazul instalațiilor nou proiectate, cît și în cazul celor existente prevederea autopornirii trebuie să se facă cu discernămînt, determinante fiind nu numai amortizarea rapidă a cheltuielilor prin eliminarea pierderilor produse de întreruperea de durată a procesului tehnologic, ci și asigurarea condițiilor de securitate deplină a personalului.

Uneori, în scopul asigurării condițiilor de autopornire a unui număr cît mai mare de receptori de puteri mici și medii, este utilă chiar deconectarea prin protecția de minimă tensiune a cîtorva motoare de putere mare, chiar importante din punct de vedere tehnologic și prevederea lor cu scheme de reconectare automată rapidă la restabilirea tensiunii și după încheierea autopornirii celorlalte motoare. Aceste motoare vor fi, de asemenea, prevăzute cu blocarea reanclanșării la pauze prelungite de tensiune.

2. Modul de determinare a numărului și puterii motoarelor cu atopornire și desensibilizarea protecțiilor sitemului de alimentare la curenții de autopornire

2.1. Se face lista receptorilor care din considerente strict tehnologice trebuie prevăzuți cu autopornire, împărțiți pe posturi de transformare, tipuri de motoare electrice și categorii de mașini de lucru.

2.2. Cunoscînd caracteristicile nominale ale motoarelor și anume puterea nominală P_n, turația nominală n_n, curentul nominal I_n, curentul de pornire directă raportat la curentul nominal I_p/I_n, coeficientul de suprasarcină λ și turația de sincronism n_0 se trasează caracteristica mecanică naturală $M = f(s)$ a fiecărui tip de motor utilizînd relațiile cunoscute:

$$M_n = 9\,550 \frac{P_n}{n_n}, \tag{1}$$

$$M_k = \lambda M_n, \tag{2}$$

$$s = \frac{n_0 - n}{n_0}, \tag{3}$$

$$s_k = \frac{s_n \cdot (M_k + \sqrt{M_k^2 - M_n^2})}{M_n}, \tag{4}$$

$$M = \frac{2M_k}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}}. \tag{5}$$

2.3. Pe același grafic se trasează și caracteristica mecanică a mașinii de lucru, respectiv cuplul rezistent M_r funcție de turație, înlocuind însă turația cu alunecarea s (deci $M_r = f(s)$).

2.4. Se ridică experimental curbele de oprire — turație funcție de timp, respectiv $s = f(t)$, pentru fiecare sistem de acționare de pe lista de la punctul *2.1.*

2.5. Se calculează curba de variație a curentului statoric în funcție de alunecare $I = f(s)$, cu o aproximație suficientă calculelor de autopornire. Știm că impendanța statorică Z variază cu alunecarea, la pornire crescînd lent pînă în zona alunecării critice s_k și apoi avînd o variație importantă pînă la atingerea alunecării nominale după formula (6), în care Z_p este impedanța la pornire. Curenții fiind invers proporționali cu impedanțele se ajunge la relația (7) în care I este curentul la alunecare s.

$$\frac{Z}{Z_p} = \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{s_k}{s}\right)^2}{1 + s_k^2}}, \tag{6}$$

$$I = I_p \sqrt{\frac{1 + s_k^2}{1 + \left(\frac{s_k}{s}\right)^2}}. \tag{7}$$

În figurile 1 și 2 sînt prezentate exemple ale curbelor trasate conform punctelor *2.3*, *2.4* și *2.5*.

2.6. În cazul utilizării sistemelor de comandă cu reanclanșarea contactoarelor la revenirea tensiunii, datorită timpului scurt de declanșare a acestora, cuprins între 20 și 40 ms, orice scădere a tensiunii sub $0{,}7 \div 0{,}8\ U_n$ se transformă într-o pauză de tensiune, contactoarele reanclanșînd numai după revenirea tensiunii la o valoare apropiată celei nominale. Prin urmare, treptele de timp de calcul se determină avînd în vedere temporizările schemelor RAR, cuprinse între $0{,}3 \div 1{,}5$ s, sau AAR, cuprinse între $0{,}5 \div 1{,}5$ s, precum și temporizările protecțiilor maximale de curent în conformitate cu schema concretă a sistemului electroenergetic uzinal. La aceste trepte se adaugă trepte de timp alese din considerente tehnologice.

De exemplu, se pot alege următoarele valori pentru timpul de cacul: 0,3—0,5—1,0—1,5 2,0—2,5—3,0—4,0—5,0— ..... secunde.

2.7. Pentru fiecare timp de calcul și pentru toate tipurile de motoare și de mașini de lucru de pe lista de la punctul *2.1* se determină din curba de oprire $s = f(t)$ alunecarea s_{ap}, respectiv turația la care se ajunge după timpul de calcul și din curba $I = f(s)$ valoarea curentului de autopornire I_{ap}.

2.8. Pentru același transformator de alimentare și pentru fiecare timp de calcul se

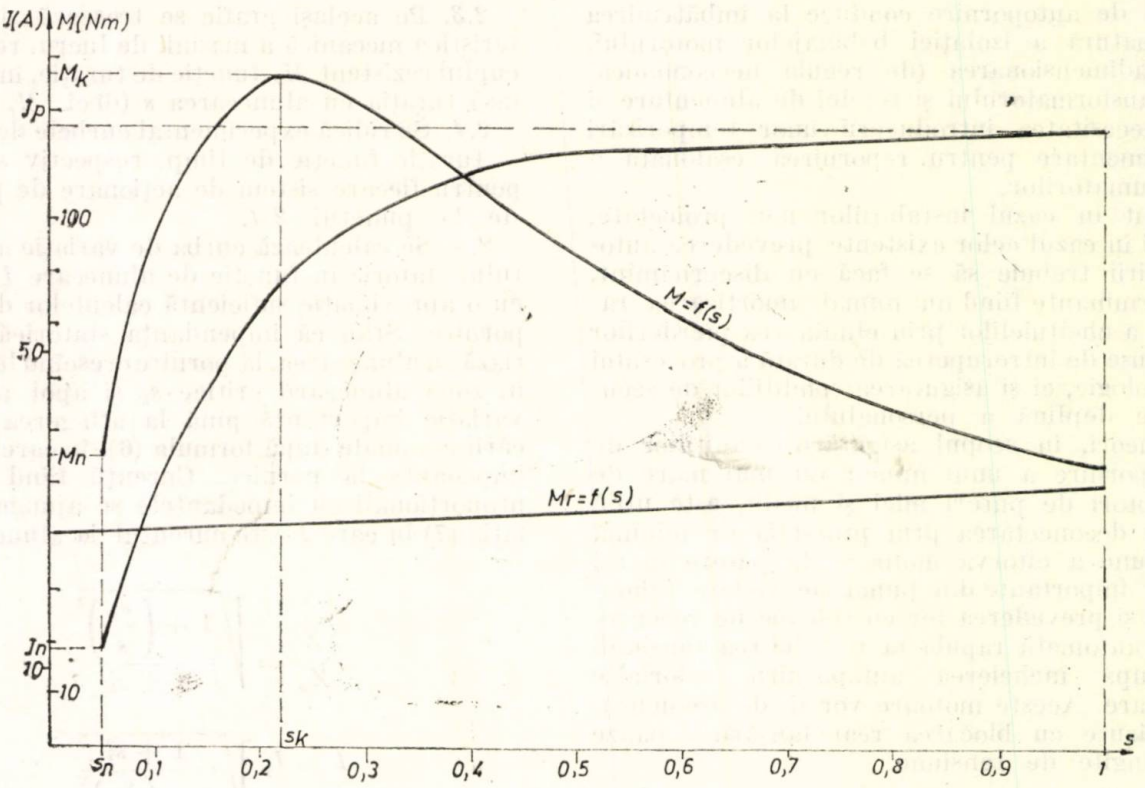


Fig. 1

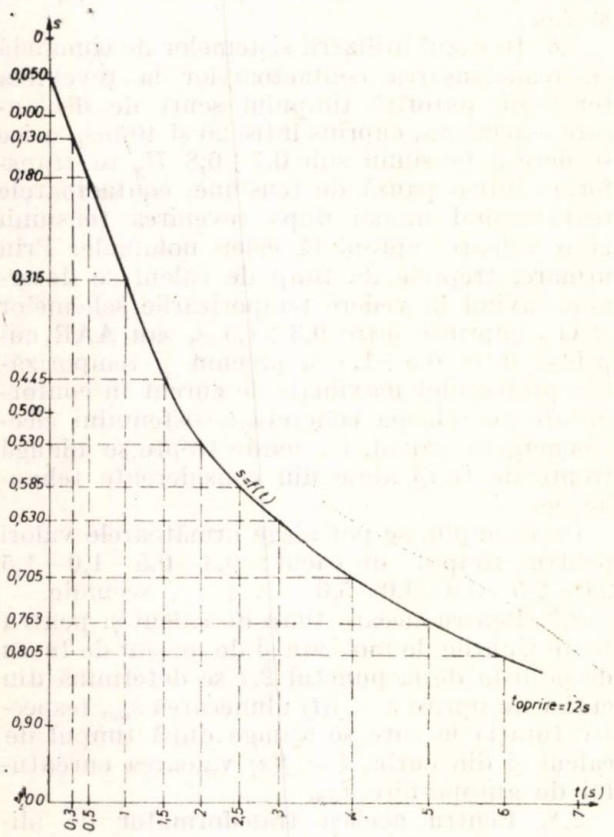


Fig. 2

calculează suma curenților de autopornire ΣI_{ap} și valoarea relativă a tensiunii ce se restabilește în momentul autopornirii, cunoscînd puterea aparentă S_T în kVA, tensiunea nominală U_T în kV și reactanța $x_T = u_{sc}\%/100$ ale transformatorului de alimentare cu formulele :

— reactanța relativă $x_{ap} = \frac{S_T}{S_{ap}} \left(\frac{U_n}{U_T} \right)^2 =$

$$= \frac{S_T}{\sqrt{3} U_n \Sigma I_{ap}} \left(\frac{U_n}{U_T} \right)^2, \quad (8)$$

— valoarea relativă a tensiunii

$$\gamma = \frac{U}{U_n} = \frac{x_{ap}}{x_T + x_{ap}} \cdot \frac{U_T}{U_n}, \quad (9)$$

în care U_n este tensiunea nominală a motoarelor. De regulă $U_T = 0{,}4$ kV, iar $U_n = 0{,}38$ kV.

Dacă este cazul, se va adăuga sumei curenților la autopornire și valoarea curentului absorbit de alți consumatori racordați pe barele postului de transformare și care nu sînt prevăzuți cu protecție la minimă tensiune.

2.9. Se determină,pentru fiecare timp de calcul, din caracteristica mecanică naturală $M = f(s)$ valoarea cuplului motor M_{apn} la tensiunea nominală U_n și alunecarea s_{ap} și se cal-

culează valoarea cuplului motor de autopornire M_{ap} la tensiunea ce se restabileşte pe bare în momentul autopornirii:

$$M_{ap} = \gamma^2 M_{apn}, \tag{10}$$

2.10. Din caracteristica mecanică a maşinii de lucru $M_r = f(s)$, se determină cuplul rezistent M_{rap} corespunzător alunecării s_{ap} la autopornire pentru fiecare timp de calcul şi dacă se respectă condiţia (11), autopornirea este asigurată.

$$\frac{M_{ap}}{M_{rap}} \geqslant 1{,}1. \tag{11}$$

În caz contrar, creşterea curentului absorbit de grupa de motoare în cauză poate compromite întreg procesul de autopornire. Prin urmare se procedează la delestarea grupei respective de motoare cu o temporizare mai mică cu o treaptă decît timpul de calcul pentru care nu se verifică condiţia (11).

Dacă din punct de vedere tehnologic nu este admisă delestarea grupei respective de consumatori cu temporizarea astfel determinată, este necesară fie micşorarea sarcinii transformatorului prin delestarea altor consumatori, fie supradimensionarea acestuia.

2.11. Se desensibilizează protecţia maximală de curent a transformatorului de alimentare la curenţii de autopornire calculînd curentul de pornire al protecţiei, din celula de medie tensiune a transformatorului, cu formula (12), în care $k_{sig} = 1{,}2 \div 1{,}25$, $k_{rev} = 0{,}85$, n_c este raportul de transformare al transformatoarelor de măsură a curentului iar I_{sn} este curentul de sarcină al altor consumatori racordaţi la barele postului de transformare ce nu sînt prevăzuţi cu protecţie la minimă tensiune.

$$i_p = \frac{k_{sig}}{k_{rev}} \cdot \frac{I_{sn} + \Sigma I_{ap}}{n_c}. \tag{12}$$

În cazul existenţei instalaţiei AAR este necesar ca nici linia de rezervă să nu declanşeze sub acţiunea curenţilor de autopornire şi se va proceda şi la desensibilizarea protecţiei acesteia.

Pentru ca instalaţia AAR să fie eficace este necesar ca tensiunea remanentă pe bare, menţinută de electromotoarele care îşi micşorează turaţia, să fie suficient de mică. La valori mari ale tensiunii remanente există pericolul apariţiei unor curenţi mari, ca în cazul cuplării în paralel a unor surse nesincrone, avînd drept consecinţă declanşarea liniei de rezervă. Deci, instalaţia AAR va fi prevăzută obligatoriu cu controlul tensiunii pe bare, anclanşarea automată a rezervei fiind permisă, de regulă, numai după scăderea tensiunii pe bare sub $0{,}25\ U_n$.

3. Variante de scheme de comandă pentru autopornirea şi delestarea automată temporizată

Sistemele de comandă pentru autopornirea şi delestarea automată a receptorilor se pot împărţi în două mari categorii şi anume:

— scheme cu menţinerea anclanşată a contactorului pe durata golului sau pauzei de tensiune;

— scheme cu reanclanşarea contactorului la revenirea tensiunii.

În toate cazurile, sistemele de comandă folosite trebuie să îndeplinească următoarele condiţii de bază:

— să asigure declanşarea sigură şi ireversibilă a receptorilor la comanda voită dată prin butoanele de oprire şi prin protecţii;

— să nu permită pornirea necontrolată a receptorilor după pauze prelungite de tensiune.

Din considerente privind asigurarea condiţiilor de tehnica securităţii muncii nu se admite, decît în cazuri bine justificate tehnologic, prevederea autopornirii după goluri sau pauze de tensiune cu o durată mai mare de zece secunde.

Condiţiile sînt deosebit de importante deoarece nerespetarea oricăreia dintre ele poate conduce nu numai la accidente tehnice, ci şi la periclitarea vieţii personalului de exploatare şi întreţinere.

3.1. Schemele uzuale cu menţinerea anclanşată a contactorului pe durata golului sau pauzei de tensiune utilizează fie surse auxiliare pentru tensiunea de comandă, independente de tensiunea de alimentare a electromotoarelor, combinate cu scheme de delestare automată temporizată în trepte a receptorilor, fie contactoare cu acroşaj magnetic sau electromecanic, care necesită, de asemenea, instalaţii de delestare.

Aceste soluţii prezintă dezavantajul unui volum mare de echipamente, aparataj şi materiale electrice, ceea ce conduce la costuri ridicate de investiţie şi mai ales la o fiabilitate redusă.

3.2. Schemele uzuale cu reanclanşarea contactorului la revenirea tensiunii sînt:

— scheme utilizînd contactoare prevăzute cu contacte auxiliare cu temporizare la revenire şi relee;

— scheme cu contacte ferme de pornire-oprire şi controlul tensiunii de alimentare cu relee cu temporizare la revenire;

— scheme cu memorarea comenzilor pornit-oprit şi controlul tensiunii de alimentare cu relee cu temporizare la revenire.

Primele au dezavantajul unei construcţii speciale de contactor, care împreună cu releele auxiliare necesare eliminării posibilităţii de reanclanşare necontrolată conduc la costuri mari de investiţie pentru fiecare receptor.

Schemele cu contacte ferme, figura 3, utilizează în mod curent, pentru controlul tensiuni relee cu temporizare la revenire independentă de prezența tensiunii de comandă, deci, fie relee cu orologerie (de exemplu RI3T), fie relee electropneumatice (de exemplu RTp, fabricație IEPAM Bîrlad, încă de la apariția lor).

Cheia de comandă cu trei poziții, cu revenire de pe poziția pornire (P) pe poziția funcționare (F) se fabrică în mod curent la „Electrocontact"-Botoșani, atît în execuție etanșă (cod 9831), cît și în execuție antiexplozivă (cod 7260).

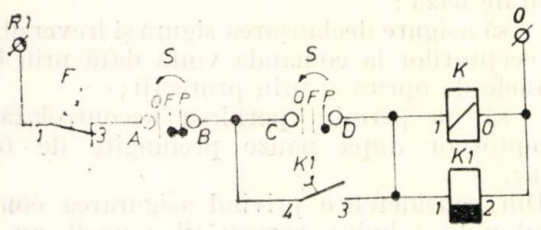


Fig. 3

Principalul dezavantaj al schemei îl constituie necesitatea readucerii manuale a cheii de comandă în poziția oprit (O) după pauze de tensiune de lungă durată.

În cazul aplicării soluției la instalații existente este necesară atît înlocuirea tuturor butoanelor de comandă cu chei, cît și adaptarea schemelor de automatizare și interblocare la noua schemă.

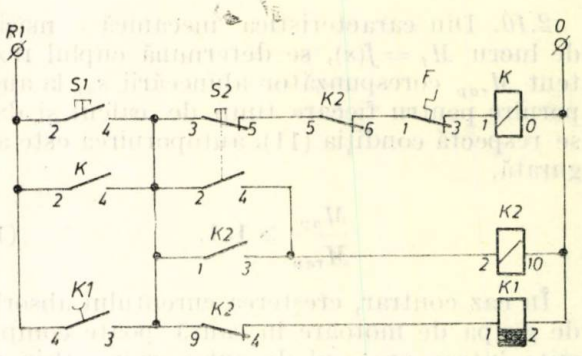
Schema respectă cele două condiții de bază menționate și este larg aplicată în industriile chimică și petrochimică, în special pentru receptorii prevăzuți numai cu comandă locală.

A treia categorie de scheme utilizează, de regulă, pentru memorarea comenzilor de pornire-oprire relee bistabile cu blocaj mecanic al contactelor (de exemplu RI7 sau RIB), iar pentru controlul tensiunii relee cu temporizare la revenire independentă de prezența tensiunii de alimentare (de exemplu RI3T sau RTp).

La proiectarea acestor scheme trebuie respectate cu strictețe cele două condiții de bază. De exemplu, schema din figura 4 [3], folosește memorarea comenzii de declanșare cu releul intermediar $K2$ pe timpul temporizării releului electropneumatic $K1$. La o analiză atentă a funcționării schemei se constată că nu se respectă condiția declanșării sigure și ireversibile prin comandă voită sau prin protecții.

Astfel, dacă comanda de declanșare este urmată de un gol sau o pauză de tensiune cu durata mai mică decît temporizarea reglată, releul intermediar $K2$ declanșează și prin contactul său normal închis $5-6$ permite repornirea necontrolată a motorului, datorită contactului $3-4$ al releului $K1$, care este închis la revenirea tensiunii.

În plus, la utilizarea accidentală de relee termice cu rearmare automată, există, de asemenea, posibilitatea pornirii necontrolate a motorului la revenirea contactului $1-3$ al releului



termic F deoarece deschiderea acestui contact în caz de suprasarcină sau defect nu conduce și la declanșarea releului electropneumatic $K1$.

O schemă care elimină ambele dezavantaje de mai sus este aceea din figura 5 [4], schemă care a fost aplicată cu succes la sute de receptoare și a fost introdusă în cele mai diverse tipuri de scheme de interblocare sau de automatizare.

În stare de repaos, la alimentarea tabloului de distribuție, releul cu temporizare la revenire $K1$ (RI3T sau RTp) este alimentat, se automenține prin contactul său $3-4$, își deschide contactul $5-6$ și pregătește anclanșarea contactorului K prin închiderea contactului său $1-2$.

La comanda de pornire dată cu butonul $S1$, releul bistabil $K2$ (RI7 sau RIB) basculează memorînd comanda de pornire și prin contactul său $1-2$ determină anclanșarea contactorului K.

La comanda de declanșare dată cu butonul de comandă $S2$, contactorul K declanșează ca urmare a deschiderii contactelor $S2(3-5)$ și

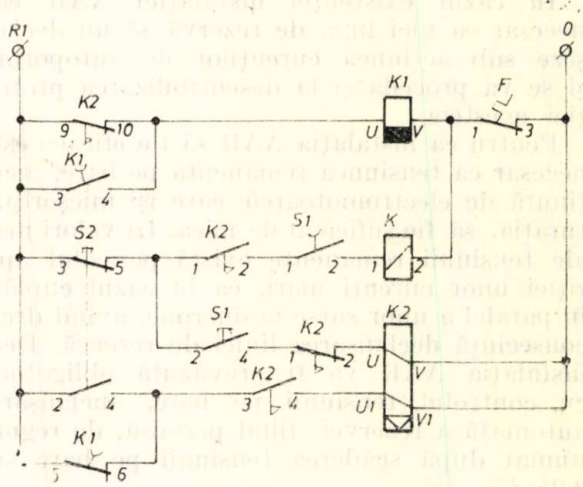


Fig. 5

$K2(1-2)$, deschiderea ultimului contact fiind determinată de revenirea releului $K2$ în poziţia iniţială ca urmare a închiderii contactului butonului de oprire $S2(2-4)$.

Revenind la situaţia cu contactorul K anclanşat, la apariţia unui gol sau a unei pauze de tensiune cu durată mai scurtă decît a temporizării reglate, contactorul K declanşează dar circuitul său de comandă rămîne continuu deoarece toate contactele $S2(3-5)$, $K2(1-2)$ şi $K1(1-2)$ sînt închise şi, prin urmare, la revenirea tensiunii contactorul reanclanşează.

Dacă însă pauza de tensiune este de lungă durată, la expirarea temporizării contactele releului $K1$ revin în starea iniţială. La revenirea tensiunii după pauza de lungă durată, releul $K1$ nu poate reanclanşa deoarece contactele $K2(9-10)$ şi $K1(3-4)$ sînt deschise şi nici contactorul K nu poate anclanşa datorită contactului $K1(1-2)$ care este deschis. În schimb, releul bistabil $K2$ este alimentat prin contactele închise $K1(5-6)$ şi $K2(3-4)$ şi prin urmare basculează revenind în starea iniţială şi pregătind schema pentru o nouă anclanşare.

Deschiderea contactului $1-3$ al releului termic F echivalează, din punct de vedere al funcţionării schemei, cu o pauză de tensiune de lungă durată şi, deci, nu este posibilă reanclanşarea contactorului la revenirea contactului releului termic.

O variantă a schemei din figura 5, prezentată de asemenea în [4] şi în figura 6, permite folosirea pentru mai multe motoare, care se delestează toate cu aceeaşi temporizare, a unui singur releu cu temporizare la revenire. Această schemă nu asigură însă bascularea releului bistabil la deschiderea contactului releului termic.

Schema din figura 6, prezentată în cazul folosirii în comun a unui singur releu cu temporizare la revenire $K1$ pentru opt motoare, ca şi schema din figura 5, au putut fi utilizate atît în instalaţiile nou proiectate, cît şi la cele existente. În acest ultim caz, releele din componenţa schemei s-au montat într-un tablou sau o cutie capsulată alăturat tabloului existent sau contactoarelor capsulate existente, fără a fi necesare opriri de durată ale instalaţiei.

4. Scheme ADAR cu funcţionare sigură şi economică

Avînd în vedere că o largă categorie de receptoare importante nu funcţionează permanent, iar altele, cum ar fi pompele de incendiu, ventilatoarele de avarie, receptorii de rezervă etc., funcţionează perioade scurte în raport cu timpul în care sînt oprite, consumul inutil de energie electrică a releisticii de autopornire care este permanent sub tensiune poate însuma valori importante. În cazul receptoarelor de rezervă, al ventilatoarelor de avarie şi pompelor de incendiu acest consum poate chiar depăşi

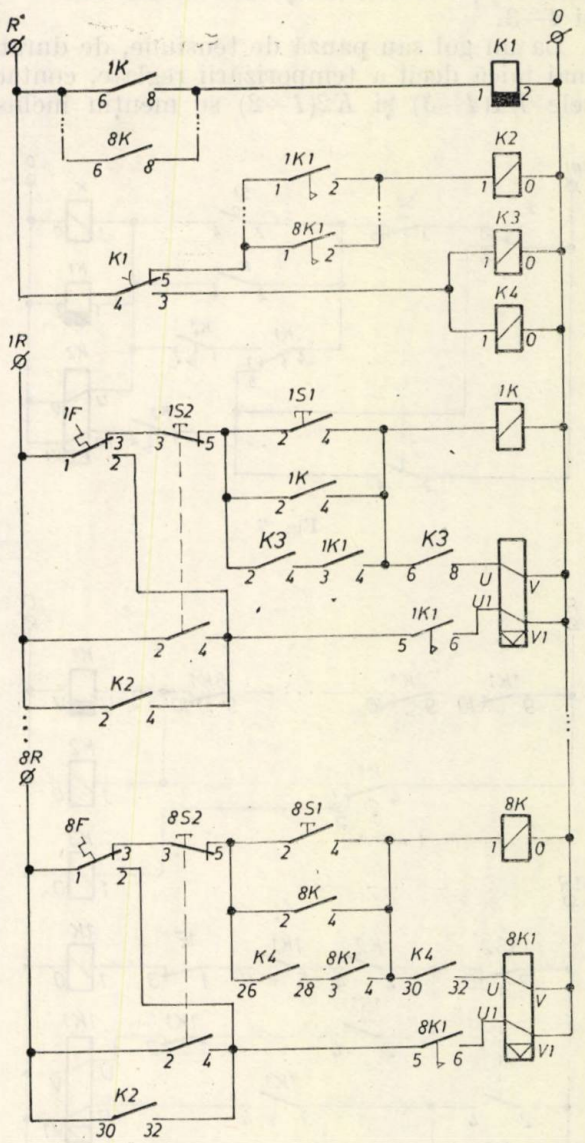


Fig. 6

consumul de energie electrică necesar funcţionării acestora.

Acest dezavantaj a fost înlăturat cu ajutorul schemelor de autopornire şi delestare automată a receptorilor electrici — ADAR — prezentate în [5].

Varianta de schemă ADAR pentru un singur motor este dată în figura 7, iar varianta cu utilizarea în comun a releului cu temporizare la revenire pentru mai multe motoare (opt în exemplul dat) în figura 8.

În starea oprit a receptorului, toate releele schemei ADAR din figura 7 sînt nealimentate. La apăsarea butonului de pornire $S1$, contac-

torul K anclanşează şi se automenţine, releul $K1$ cu temporizare la revenire este alimentat şi îşi închide contactul său $3-4$, iar releul bistabil $K2$ basculează memorînd comanda de pornire şi închizîndu-şi contactele sale $1-2$ şi $4-3$.

La un gol sau pauză de tensiune, de durată mai mică decît a temporizării reglate, contactele $K1(4-3)$ şi $K2(1-2)$ se menţin închise şi prin urmare contactorul K va reanclanşa la revenirea tensiunii.

Dacă pauza de tensiune este de lungă durată, la terminarea timpului reglat contactul $K1(4-3)$ se deschide interzicînd atît anclanşarea contactorului K, cît şi releului $K1$ la revenirea tensiunii. În acelaşi timp, contactul $K1(4-5)$ se închide şi la revenirea tensiunii releul bistabil $K2$ este alimentat revenind în starea iniţială, contactele sale $1-2$ şi $3-4$ se deschid şi schema este pregătită pentru o nouă anclanşare, toate releele fiind nealimentate.

Comanda de oprire dată cu butonul $S2$ sau deschiderea contactului $1-3$ al releului termic F şi închiderea contactului $F(1-2)$ provoacă atît declanşarea contactorului K, cît şi basculare releului $K2$ în starea iniţială, ceea ce face ineficace temporizarea la revenire a releului $K1$, declanşarea fiind sigură şi ireversibilă.

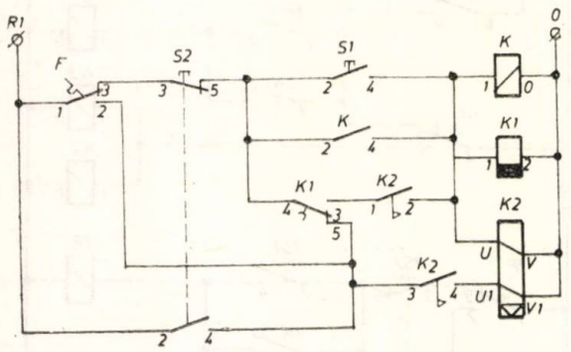


Fig. 7

În varianta de schemă ADAR din figura 8 [5] contactele releului $K1$ cu temporizare la revenire, folosit în comun pentru opt motoare sînt multiplicate cu ajutorul releelor intermediare sau contactoarelor de comandă $K2$, $K3$ şi $K4$. Grupele de contacte în paralel 1 . . . $8K(6-8)$ şi 1 . . . $8K1(1-2)$ permit alimentarea releelor $K1$ . . .4, numai dacă cel puţin un singur receptor din schemă a primit comanda de pornire. Cum receptorii din aceeaşi schemă sînt grupaţi pe considerente tehnologice, de regulă, ei funcţionează în acelaşi timp şi avantajul schemei din figura 7 se păstrează şi în acest caz.

Deci, la o comandă de pornire, de exemplu apăsînd pe butonul $8S1$, contactorul $8K$ anclanşează şi se automenţine, îşi închide contactul său $6-8$ şi releul $K1$ este alimentat. Contactul $K1(3-4)$ se închide şi releele $K3$ şi $K4$ îşi închid contactele din schemele celor opt contactoare. Închiderea contactului $K4(30-32)$ provoacă basculare releului $8K1$ în poziţia corespunzătoare stării de funcţionare a receptorului iar contactul $8K1(1-2)$ asigură anclanşarea releului $K2$ dacă va exista o pauză de tensiune de lungă durată şi contactul $K1(4-5)$ se va închide.

În rest, funcţionarea schemei este similară celei din figura 7 pentru oricare din cele opt receptoare.

Variantele de scheme ADAR din figurile 7 şi 8, utilizînd relee electropneumatice RTp şi relee bistabile cu blocaj mecanic al contactelor RIB, au fost, de asemenea, aplicate la menţinerea în funcţiune a numeroşi receptori după goluri sau pauze de tensiune de scurtă durată.

Schemele ADAR din figurile 7 şi 8 necesită pentru conectarea butoanelor de comandă locale cabluri cu cinci conductoare.

Păstrînd acelaşi principiu de funcţionare, se pot optimiza schemele ADAR, ca în figu-

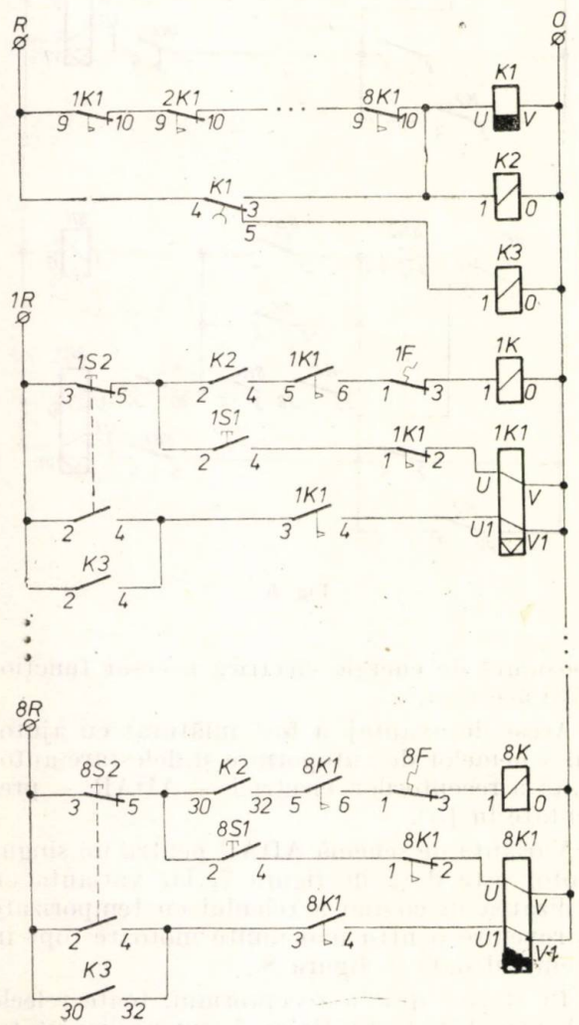


Fig. 8

rile 9 și 10, astfel încît consumul de cupru în cablurile de comandă să se reducă cu 20% prin reducerea numărului de conductoare de la cinci la patru.

Schemele ADAR, prin eliminarea menținerii sub tensiune a bobinei releului temporizat la revenire, pe timpul cît receptorul este oprit,

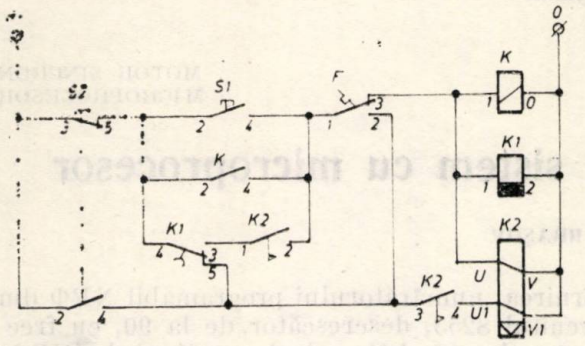


Fig. 9

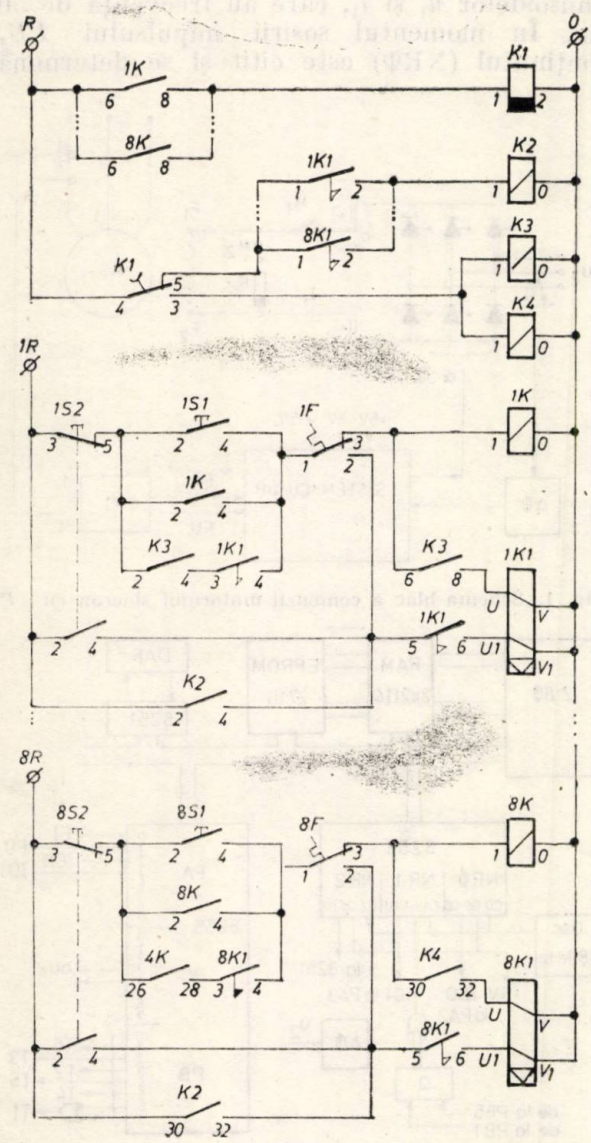


Fig. 10

asigură creșterea duratei de viață a acestui releu și, deci, creșterea corespunzătoare a siguranței în funcționare a schemei.

Spre deosebire de schemele din figurile 5 și 6, în schemele ADAR defectarea releului cu temporizare la revenire nu are drept consecință oprirea receptorului sau imposibilitatea pornirii sale, ci numai anularea autopornirii pînă la prima oprire în care se poate face intervenția necesară.

5. Concluzii

Prevenirea autopornirii receptorilor importanți la goluri și pauze de tensiune are o importanță deosebită în reducerea pierderilor provocate de întreruperile în alimentarea cu energie electrică.

Pentru a fi cu adevărat eficientă și sigură în exploatare, autopornirea trebuie aplicată pe baza unei analize complete atît din punct de vedere tehnic, cît și economic. Facilitățile create de tehnica de calcul permit întocmirea cu ușurință a unui program de calcul al puterii și numărului motoarelor ce trebuie prevăzute cu autopornire, analiza diferitelor variante și luarea deciziei corecte. În același timp trebuie frînate tendințele de comoditate în exploatare, care conduc la supradimensionări sau suprasolicitări ale instalațiilor de acționare electrică și a celor electroenergetice, precum și la investiții nejustificate.

Cele patru variante de scheme ADAR prezentate asigură deconectarea sigură și ireversibilă a receptorilor la comanda de oprire, dată voit sau prin protecții, și nu permit pornirea necontrolată a receptorilor după pauze prelungite de tensiune.

Faptul că în schemele ADAR se regăsește structura de bază a schemelor de comandă uzuale, cu butoane de comandă prin impuls și contact de automenținere, are un dublu avantaj:

— defectarea oricăruia din releele din schemă nu are alt efect decît funcționarea fără autopornire pînă apare posibilitatea opririi pentru remedieri, fără întreruperea procesului tehnologic;

— implementarea lor în instalațiile existente este deosebit de facilă deoarece nu este necesară demontarea conexiunilor existente ci numai conectarea legăturilor la schema pregătită din timp.

Schemele ADAR permit introducerea cu ușurință a oricăror condiții de pornire sau de oprire impuse de schemele de interblocare sau de automatizare.

Costul redus, mai ales în schemele ADAR care folosesc un singur releu electropneumatic cu temporizare la revenire, elementul cel mai scump din schemă, permite amortizarea investiției în timp scurt.

Bibliografie

[1] *Bofan, N. V.* Bazele calculului acționărilor electrice. București, Editura Tehnică, 1970.

[2] *Badea, I.* și alții. Protecția prin relee și automatizarea sistemelor electrice. București, Editura Tehnică, 1973.

[3] *Conecini, I.* și *Perju, M.* Circuit de comandă cu reanclanșarea automată a contactoarelor de joasă tensiune. În : EEA-Electrotehnica **3J**, nr. 6, august 1986, p. 233—237.

[4] *Suceveanu, I. D.* și *Mihală, C. V.* Instalație electrică pentru menținerea în funcțiune a receptoarelor electrice prioritare. Brevet RSR nr. 56359/1972.

[5] *Suceveanu, I.D.* Instalație pentru autopornirea și delestarea automată temporizată a receptorilor electrici. Brevet RSR nr. 82500/1981.

CZ 621.393.334

MOTOR SINCRON
MICROPROCESOR

Comanda motorului sincron cu sistem cu microprocesor

A. COMȘA* — BRAȘOV

Se urmărește funcționarea motorului sincron în regim capacitiv la o valoare impusă a factorului de putere. Excitația motorului sincron este alimentată de un redresor cu tiristoare, care primește impulsuri de comandă direct de la sistemul cu μP.

La fiecare ciclu de funcționare — una sau mai multe sinusoide ale tensiunii alternative de alimentare — sistemul cu μP compară valoarea impusă a defazajului φ_i, introdusă anterior în memoria sistemului, cu valoarea reală, φ_r, măsurată. Ca urmare a acestei comparații, unghiul de aprindere al tiristoarelor α este crescut, respectiv scăzut cu o unitate ; efectul va fi scăderea, respectiv creșterea curentului de excitație, care, conform curbelor în V ale motorului sincron, duce la modificarea factorului de putere. Procesul se repetă pînă la obținerea coincidenței între valoarea reală a defazajului φ_r și valoarea impusă, φ_i. Viteza de variație a unghiului de aprindere α se modifică prin numărul de sinusoide incluse într-un ciclu de funcționare.

Întregul sistem, motor sincron *MS* împreună cu sistemul cu μP poate fi urmărit în figura 1.

Pentru măsurarea valorii reale φ_r a defazajului se utilizează circuitul de formare a impulsurilor *CFI*, care, la trecerea prin zero, spre valori pozitive ale sinusoidelor tensiunii u_1, respectiv ale curentului i_1, pe una din fazele tensiunii de alimentare a motorului sincron, dă impulsurile FU, respectiv FI. Aceste impulsuri sînt conectate la liniile PA_1 respectiv PA_0 ale portului PA din circuitul interfață paralelă 8255 (componența sistemului cu μP poate fi urmărită pe fig. 2).

Semnalele sosite în portul PA solicită întreruperi μP. Acesta verifică ce semnal a cerut întreruperea și efectuează operațiile corespunzătoare. La funcționarea normală, în regim capacitiv, la portul PA sosește mai întîi impulsul FI. Întreruperea solicitată are ca efect pornirea numărătorului programabil NRΦ din circuitul 8253, descrescător, de la 90, cu frecvența de 18 kHz, deci conținutul (NRΦ) scade cu o unitate la fiecare grad electric al sinusoidelor u_1 și i_1, care au frecvența de 50 Hz. În momentul sosirii impulsului FU, conținutul (NRΦ) este citit și se determină

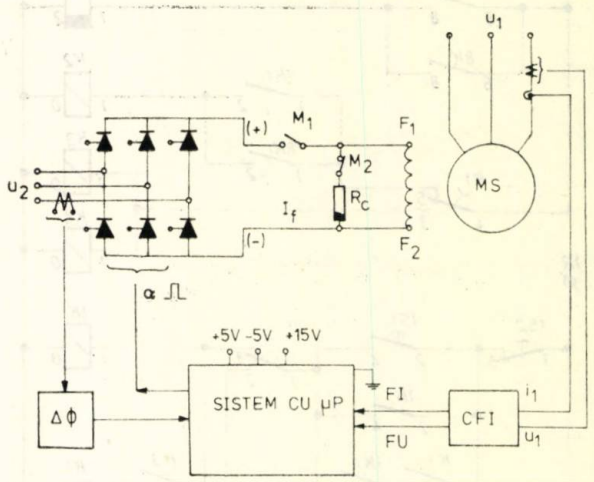


Fig. 1. Schema-bloc a comenzii motorului sincron cu μP.

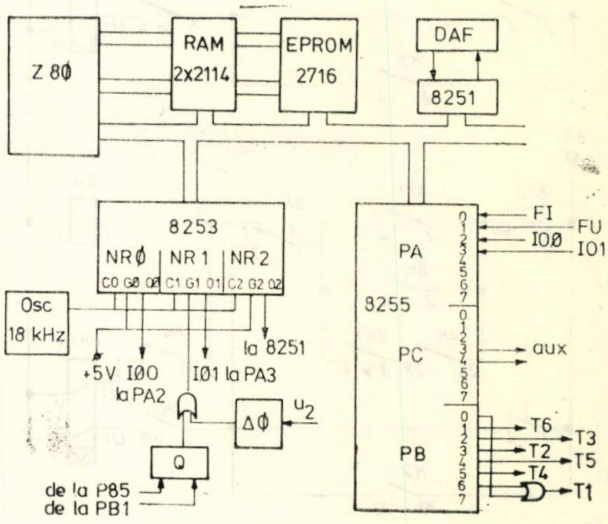


Fig. 2. Schema-bloc a sistemului cu μP.

* Ing. *Comșa, A.* — Catedra de Electrotehnică Universitatea Brașov,

valoarea reală φ_r a defazajului tensiune-curent cu relaţia $\varphi_r = 90 - (NR\Phi)$.

Valoarea impusă a defazajului φ_i se află în memoria sistemului. Cele două valori sînt comparate; dacă $\varphi_r < \varphi_i$, conform curbelor în V ale motorului sincron, pentru creşterea defazajului capacitiv φ_r este necesară mărirea curentului de excitaţie al motorului. Aceasta se obţine prin scăderea de către sistemul cu μP a unghiului de comandă α cu o unitate, procesul urmînd să fie reluat pînă la obţinerea egalităţii defazajelor φ_r şi φ_i.

Valoarea unghiului de comandă α determinată de μP, va fi încărcată în $NR1$, din 8253, care este programat să înceapă să numere descrescător, de la α, tot cu frecvenţa de 18 kHz, începînd din momentul în care primeşte un impuls pozitiv pe poarta $G1$. Acest impuls este dat de detectorul $\Delta\Phi$ de trecere prin zero a tensiunii alternative u_2, de pe prima fază de alimentare a redresorului. La terminarea numărării, deci după α grade electrice, $NR1$ dă impulsul $I01$. Acesta solicită o întrerupere care are ca efect trimiterea impulsurilor de comandă tiristoarelor $T1$ şi $T6$ ale punţii trifazate, prin portul PB din 8255 şi, totodată, reîncarcă numărătorul $NR1$ cu 60, avînd în vedere că, la redresorul în punte trifazată, următoarele impulsuri urmează la intervale de cîte 60°. Numărătorul $NR1$ este programat de această dată să înceapă să numere descrescător de îndată de este încărcat. Prin urmare, după 60° el va da un nou impuls $I01$ care va cere iarăşi întrerupere. Această întrerupere trimite impuls de amorsare tiristoarelor $T2$ şi $T1$, apoi reîncarcă din nou numărătorul $NR1$ cu 60° ş.a.m.d., pînă cînd ciclul de funcţionare a redresorului pe durata unei sinusoide, se încheie.

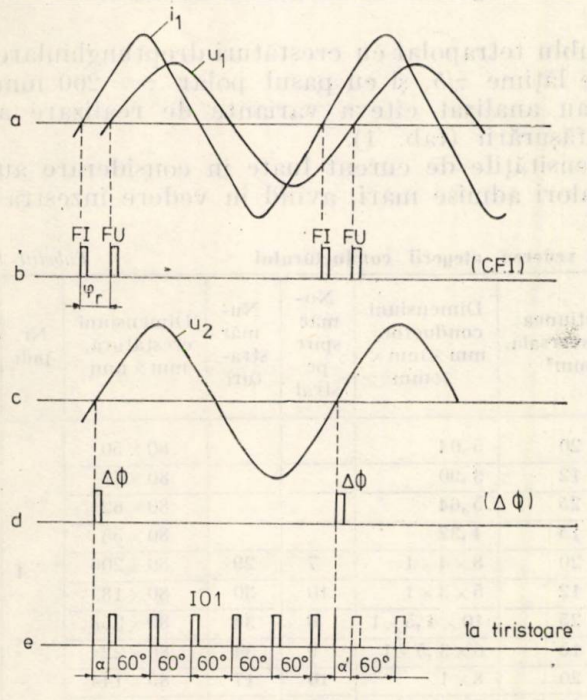


Fig. 3. Formele de undă şi impulsurile primite şi expediate de μP.

Corespondenţa între mărimile sinusoidale şi impulsurile formate, care intră în sistemul cu μP prin portul PA din circuitul 8255, ca şi impulsurile expediate prin portul PB către tiristoarele punţii redresoare, pot fi urmărite pe figura 3.

La începutul sinusoidei următoare se poate relua calculul unghiului α, sau se poate menţine valoarea determinată anterior nemodificată mai multe sinusoide; în acest fel se poate modifica viteza de variaţie a unghiului α, valoarea maximă a acestei variaţii fiind $\Delta\alpha = 50°$ el/s.

Impulsurile furnizate de sistem prin portul PB din circuitul 8255 comandă monostabile 4121, care dau impulsuri reglabile ca lăţime; acestea, prin intermediul unor transformatoare de impuls, se aplică pe grila tiristoarelor punţii.

Pe durata pornirii în asincron, rotorul este legat pe rezistenţa R_c prin contactul $M2$. Pentru intrarea în sincronism, contactul $M2$ se deschide, iar contactul $M1$ se închide, alimentîndu-se astfel excitaţia de la redresor. Pentru intrarea cît mai rapidă în sincronism este necesar curentul de excitaţie maxim, obţinut de la redresor pentru unghiul de comandă $\alpha = 0$. După intrarea în sincronism, motorul va trece la funcţionarea în regim capacitiv.

Sistemul cu μP descris, urmăreşte, prin măsurarea defazajului φ_r funcţionarea motorului sincron pe durata pornirii şi dă comenzile necesare. Comanda contactelor $M1$ şi $M2$ se face prin impulsuri trimise de sistem prin cele două linii disponibile ale portului PC, din circuitul 8255. Pe timpul intrării în sincronism, ca şi la funcţionare în regim inductiv, unghiul de aprindere va fi zero, pentru a aduce motorul la regimul capacitiv.

Sistemul cu μP descris poate fi utilizat şi la alte aplicaţii în care este necesară comanda unui redresor cu tiristoare după un anumit program, sau se urmăreşte menţinerea la valori impuse a unor parametri.

Bibliografie

[1] *Nicolaide, A.* Maşini electrice, vol. II. Editura „Scrisul Românesc", Craiova, 1975.

[2] *Căpăţînă, O.* ş. a., Proiectarea cu microprocesoare. Editura Dacia — Cluj-Napoca, 1983.

[3] *Kelemen, A., Imecs, M.* Mutatoare. Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1978.

[4] *Călin, S.* Reglarea numerică a proceselor tehnologice. Editura Tehnică, Bucureşti, 1984.

[5] *Mureşan, T.* ş.a. Microprocesorul 8080 în aplicaţii. Editura Facla, Timişoara, 1981.

CZ 621.313.2 :537.318

MAŞINI SUPRACONDUCTOARE
CRIOGENIE

Model experimental propus pentru rotorul criotransmisiei electrodinamice

IULIU DELESEGA* — TIMIŞOARA

Sistemul integrat de levitaţie, propulsie şi ghidaj magnetic numit criotransmisie electrodinamică [1], necesită crearea unor cîmpuri magnetice rotative avînd inducţia de valoare foarte mare. Asigurarea acestei cerinţe, în condiţiile unui gabarit acceptabil, presupune utilizarea înfăşurărilor supraconductoare.
Avînd în vedere existenţa unei cantităţi limitate de supraconductor oferit pentru execuţia unui model experimental, în cadrul prezentei cercetări s-a conceput forma constructivă concretă al unui rotor care să fie echipat cu înfăşurări supraconductoare pentru a fi realizat practic la o întreprindere specializată. Deoarece la acest rotor se preconizează ca turaţia lui să atingă 1 500 rot/min, la dimensiunile adoptate acceleraţia centrifugă a punctelor periferice poate atinge 1 256 m/s^2. Calculele efectuate în ceea ce priveşte inducţia magnetică, corespunzător solenaţiei realizabile, arată că aceasta nu va depăşi 1 T la periferia rotorului. Consideraţiile legate de pierderile în înfăşurări de conductivitate normală arată clar necesitatea utilizării supraconductoarelor, în vederea asigurării eficienţei energetice a acestui sistem.

1. Investigaţii preliminare

Posibilitatea realizării funcţiei de ghidaj de către criotransmisia electrodinamică presupune o înfăşurare dublă pe lungimea maşinii fig. 1).

Pentru a vedea în ce măsură este necesară utilizarea supraconductoarelor, s-au efectuat o serie de calcule comparative preliminare asupra unei înfăşurări din conductor normal, cupru. În acest sens considerînd un rotor

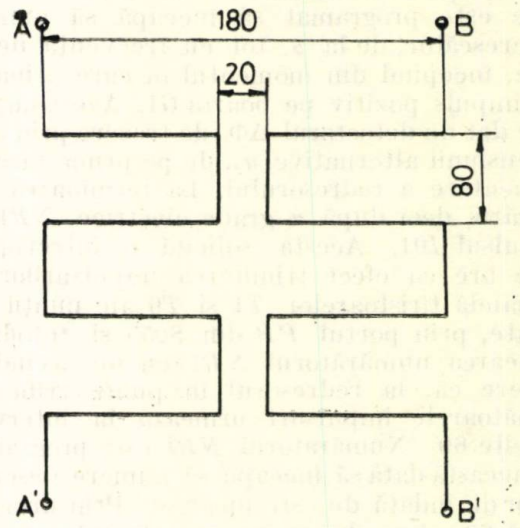


Fig. 1. Forma desfăşurată a înfăşurărilor.

dublu tetrapolar cu crestături dreptunghiulare de lăţime $\tau/5$, şi cu pasul polar $\tau = 200$ mm s-au analizat cîteva variante de realizare a înfăşurării (tab. 1).
Densităţile de curent luate în considerare au valori admise mari, avînd în vedere înzestra-

Rezultatele investigaţiilor preliminare în vederea alegerii conductorului — *Tabelul 1*

Varianta	Tipul conductorului	Densitatea de curent admisibilă, A · mm^2	Curentul, A	Nr. spire	Solenaţia, A · sp	Secţiunea transversală, mm^2	Dimensiuni conductor, mm × mm × × mm	Număr spire pe strat	Număr straturi	Dimensiuni crestătură, mm × mm	Nr. poli
1	rotund, plin	25	500	180	90000	20	5 ,04			80 × 50	4
2			300	266	80000	12	3 ,90			80 × 45	
3		20	500	200	100000	25	5 ,64			80 × 62	
4			300	300	90000	15	4 ,37			80 × 56	
5	dreptunghiular, gol	25	500	203	101500	20	8 × 4 × 1	7	29	80 × 206	
6			300	300	90000	12	5 × 3 × 1	10	30	80 × 183	
7		20	500	204	102000	25	10 × 4 ,5 × 1	6	34	80 × 258	
8			300	306	91800	15	6 × 3 ,5 × 1	9	34	80 × 224	
9	tubular	25	603	170	100000	20	8 × 1	10	17	85 × 144	
10			367	270	100000	14 ,7	5 × 1	15	18	83 × 99	
11		21 ,5	520	154	80000	24	8 × 1	14	11	120 × 93	2

* Dr. ing. *Delesega, I.* — Institutul Politehnic „Traian Vuia" — Timişoara.

rea rotorului cu răcire forţată, prin circulaţia unui lichid de răcire printre conductoare.

După cum se observă, conductoarele pline ar fi avantajoase, dar nu au spaţiu pentru circulaţia lichidului de răcire. Conductoarele dreptunghiulare goale prezintă dificultăţi la realizarea practică a înfăşurării şi necesită o crestătură destul de adîncă între (206 şi 258 mm). Cele mai indicate rezultă a fi conductoare tubulare.

Aspectul urmărit în cele ce urmează se referă la comportarea din punct de vedere al energiei consumate a unor astfel de înfăşurări şi anume considerînd că funcţionarea are loc la temperatura mediului ambiant (20°C), respectiv la temperatura azotului lichid (—195°C). În tabelul 2 sînt prezentate pierderile prin efect Joule-Lenz care au loc la variantele cele mai convenabile constructiv din tabelul 1.

Tabelul 2

Pierderile Ioule-Lenz

Varianta	Pierderi, [kW]		Densitatea de curent [A · mm^{-2}]
	20°C	—195°C	
6	197	23,6	25
9	244	28	25
9	470	17	19,5
11	105	12,3	21,5

Se observă valorile mari ale acestor pierderi. Pentru evacuarea celor 13 kW dezvoltaţi la varianta 11, admiţînd că azotul lichid îşi măreşte temperatura cu 10°C, rezultă un debit necesar de 6,5 g/s (4,6 l/min) de azot lichid. Calculul aproximativ al transferului termic prin suprafaţa exterioară al rotorului de dimensiunile indicate, aflată în mediul ambiant, arată existenţa unui flux termic mai mic decît 10 W, ceea ce ar necesita pentru evacuare mai puţin de 2 g/s (1/min) de heliu.

Avînd în vedere cantităţile mari de energie pierdută şi, deci, puterea importantă pe care trebuie să o aibă sursa de alimentare a excitaţiei, precum şi faptul că şi în cazul răcirii cu azot lichid este necesară realizarea unor etanşări criogenice, rezultă mai convenabilă realizarea înfăşurării cu sîrmă supraconductoare răcită cu heliu lichid.

2. Corpul rotoric propus

Factorul principal care limitează dimensiunile este lungimea supraconductorului pus la dispoziţie. Materialul supraconductor preconizat pentru utilizare este V. S. F. de tipul 246E—6B2B1, cu izolaţie FORMVAR, avînd diametrul cuprului de 0,0112", iar valorile critice cele mai apropiate de domeniul de lucru: $B = 3$T, $I_c = 66$ A. Dimensiunile considerate impuse sînt cele indicate pe figura 1. Rezultă diametrul rotorului $d \simeq 102$ mm. Un calcul preliminar efectuat asupra lungimii supraconductorului care se presupune a fi utilizat arată următoarele: la aşezarea conductorului în crestături dreptunghiulare (23,432 mm^2) cu 52 spire/strat în 29 straturi, rezultă o solenaţie de 75 400 A. sp la un număr de 1 508 spire, consumînd aproximativ 1 242 m de conductor. O soluţie utilizînd acest tip de crestătură nu este însă avantajoasă, deoarece din punct de vedere mecanic corpul rotorului este încărcat cu eforturi neuniform distribuite şi nici solenaţia obţinută nu este prea mare.

Crestătura mai potrivită este cea trapezoidală (fig. 2). Dar, aşezînd conductoarele în straturi concentrice (fig. 3), suprafaţa transversală

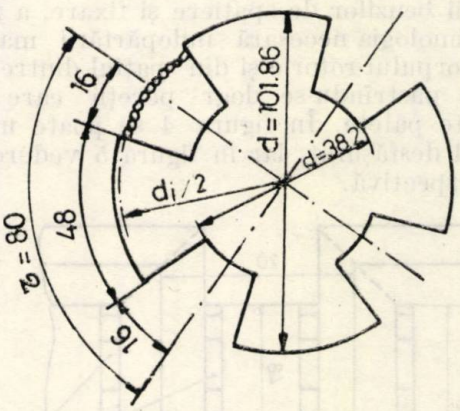


Fig. 2. Forma adoptată de crestătură.

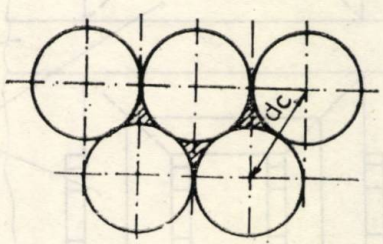


Fig. 3. Dispunerea conductoarelor.

liberă dintre conductoare este doar de 0,0145 mm^2, insuficientă pentru circulaţia numai pe această cale a heliului lichid. Din această cauză se prevăd spaţii libere echivalente cu patru straturi (2,4 mm) în construcţia înfăşurării. Structura straturilor, cu numărul de conductoare N_{si} care încap în fiecare strat, este indicat în tabelul 3 (în exterior, $i = 1$).

Menţinerea distanţei libere dintre straturi se va realiza cu benzi din ţesătură de sticlă, care constituie şi un mijloc de rigidizare a straturilor. O astfel de bandă de rigidizare poate avea secţiunea de 0,1 × 10 mm^2, ceea ce este suficient pentru asigurarea unei bune

Tabelul 3

Structura straturilor

Stratul	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29
N_{sl}	liber				51	51	51	50	50	50	liber				48	48	48	47	47	47	46	46	46	45	liber				44

30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53
44	43	43	43	42	42	42	41	41	liber				39	39	39	39	38	38	38	37	37	37	36

rigidizări, avînd în vedere că forţa centrifugă ce s-ar exercita asupra unui pol al întregii înşurări considerată concentrat la periferia rotorului, nu depăşeşte 100 N.

Solenaţia realizată de această înfăşurare, admiţînd circulaţia unui curent de 50 A, este de 80 650 A · sp (1 613 spire) necesitînd aproximativ 1 895 m de supraconductor.

În ceea ce priveşte corpul rotoric, din cauza folosirii benzilor de spaţiere şi fixare, a rezultat tehnologia necesară îndepărtării materialului corpului rotoric şi din spaţiul dintre crestături, păstrîndu-se doar pereţii care apar ca nişte palete. În figura 4 se poate urmări rotorul desfăşurat, iar în figura 5 vederea lui în perspectivă.

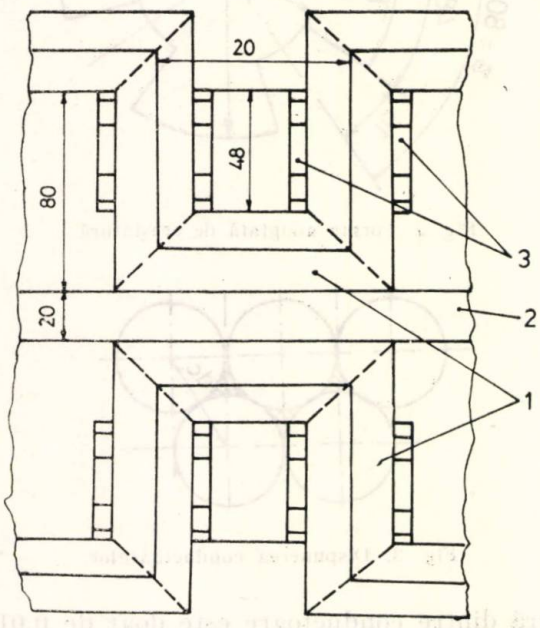


Fig. 4. Rotorul desfăşurat : *1* — înfăşurarea supraconductoare; *2*-disc central; *3*-palete.

Introducerea şi evacuarea lichidului, împreună cu tubulatura internă din rotor şi menţinerea vidului necesar izolării termice (care la maşinile supraconductoare construite pe plan mondial se situează la 10^{-3}—10^{-2} torr) constituie obiectul altei lucrări.

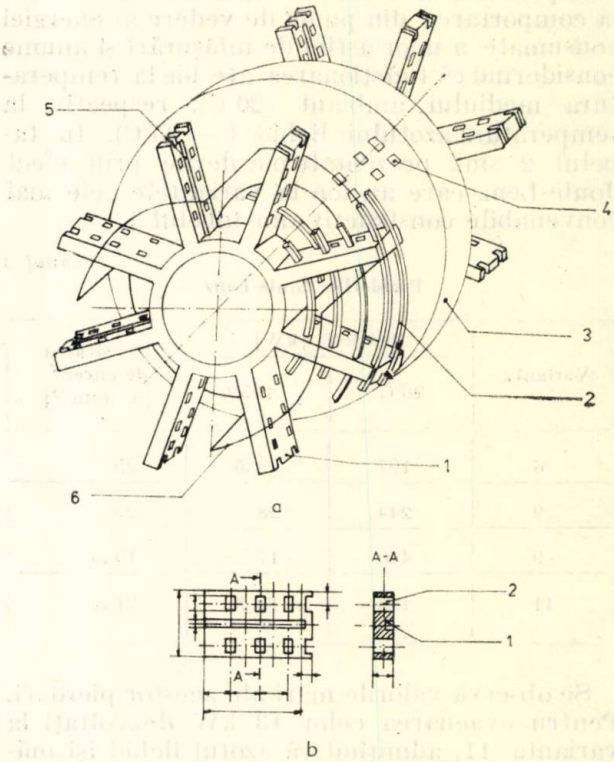


Fig. 5. *a*-Vederea în perspectivă a rotorului : *1* — paletă; *2* — benzi de fixare, *3* — disc central, *4* — canal intrare He, *5* — canal ieşire He; *6* — spiră medie; b — detaliu paletă: *1* — canal He; *2* — locaş bandă de fixare.

3. Consideraţii finale

Realizarea unui rotor echipat cu înfăşurări supraconductoare este o problemă esenţială nu numai pentru cazul particular al sistemului numit criotransmisie electrodinamică. Faptul că există agregat de lichefiat heliu de concepţie autohtonă, implică posibilitatea de perspectivă nu prea îndepărtată a unui astfel de rotor. Construcţia propusă în prezenta lucrare s-a elaborat pentru a constitui un model experimental de laborator integrabil atît într-un sistem de criotransmisie electrodinamică, cît şi de maşină sincronă supraconductoare.

Bibliografie

[1] *Boldea, I.* Vehicule pe pernă magnetică. Editura Academiei R.S.R., Bucureşti, 1981.

Manifestări tehnico—științifice

A 6-a Sesiune științifică de tehnica acționărilor și automatizărilor electrice

Universitatea tehnică „Otto von Guericke, Magdeburg, R.D. Germană,
23—24 aprilie 1987

În luna aprile a acestui an a avut loc sub egida Universității tehnice „Otto von Guericke" din Magdeburg, R. D. Germană a 6-a Sesiune științifică de **tehnica acționărilor și automatizărilor electrice**, sub conducerea binecunoscutului specialist din domeniul acționărilor electrice prof. dr. st. tehn. J. Vogel. Sesiunea confirmă periodicitatea de trei ani cu care la Magdeburg are loc această manifestare științifică de înalt nivel.

Din totalul de circa 60 de comunicări, 4 au fost susținute în plenul sesiunii, iar restul în două sesiuni; 30 de lucrări au fost prezentate ca postere.

Tematica abordată în comunicări, avînd ca autori specialiști de calificare înaltă din institute de cercetări și proiectări, institute de învățămînt superior și întreprinderi, poate fi apreciată ca fiind de actualitate, cu aplicații și implicații pozitive în producție și cercetare.

Din cele prezentate la această sesiune se citează aici unele lucrări, fără a se face o analiză amănunțită a lor:

— Tehnica acționărilor electrice sub semnul progresului tehnico-științifice (J. Vogel).

— Reglarea frecvenței de alunecare asistată de calculator a unei mașini trifazate asincrone (G. Berger și H. Hempel).

— Procedeu de reglare directă a curentului și cuplului la motoarele asincrone cu convertoare impuls (G. Pfaff).

— Sistem cu microcalculator pentru reglarea după cîmp a unei mașini trifazate asincrone (G. Berger și F. Tonn).

— Comanda prin calculator a proceselor de mișcare în acționarea macaralelor pentru containere (J. Schöner și M. Umbreit).

— Folosirea unui microcalculator cu un chip pentru reglarea servomotoareor sincrone (D. Naunin ș. a.).

— Reglarea numerică a unei acționări cu mașină sincronă cu magneți permanenți (R. Vogel).

— Modele regresive ale parametrilor mașinii asincrone (F. Pavlasek și P. Pivonca).

— Determinarea parametrilor și calculul caracteristicilor la mașinile asincrone trifazate (H. Mrugowsky și T. Neumann).

— Elemente constructive ale proiectării asistate de calculator pentru dimensionarea motorului (J. Vogel și U. Schreier).

— Reglarea sistemelor de acționare încărcate periodic (R. Hansen).

A fost editat și un volum cu comunicările susținute în sesiune.

Sesiunea științifică prezentată confirmă progresele evidente în acționările și automatizările electrice, ca și nivelul ridicat al acestor discipline electrotehnice.

Prof. dr. ing. *Carol Saal*,
Universitatea din Brașov

ZILELE ECONOMIEI ŞI TEHNICII CEHOSLOVACE ÎN R. S. ROMÂNIA

În cadrul relaţiilor de colaborare economică ceho-română, în perioada 29 septembrie — 3 ocombrie 1987 Camera de Comerţ şi Industrie a Republicii Socialiste Cehoslovace în colaborare cu Camera de Comerţ şi Industrie din R. S. România, au organizat la Bucureşti „Zilele economiei şi tehnicii cehoslovace".

Această manifestare tehnico-ştiinţifică s-a desfăşurat în R. S. România pentru a patra oară, făcînd cunoscute specialiştilor români nivelul atins de tehnica cehoslovacă.

În programul „Zilelor economiei şi tehnicii cehoslovace" au fost cuprinse 15 comunicări, însoţite de filme şi diapozitive avînd temele de mai jos.

— Robotizarea locurilor de muncă echipate cu strunguri şi centre de prelucrare.

— Maşini de ţesut pneumatice.

— Producerea roboţilor industriali.

— Noutăţi în progtamul de export al întreprinderii Tehnoexport privind construcţia de instalaţii chimice.

— Concernul SIGMA-Olomouc.

— Marile staţii de pompare pentru irigaţii.

— Randament ridicat la irigaţii prin folosirea instalaţiei pivotante de irigare SIEMATC.

— Mijloace cehoslovace tehnice şi de programare SMEP..

— Calculatoare din seria ISEP.

— Prelucrarea cauciucului cu funingine CHEZACARB.

— Prelucrarea materialelor plastice cu funingine CHEZACARB, proprietăţile amestecului, domenii de aplicare.

— Concepţii noi în prelucrarea de materiale de construcţie bazice şi materiale refractare în întreprinderile de magneziu din Slovacia.

— Dispozitive moderne pentru depozitele cu palete.

— Sistemul stomatologic ERGOSTAR 90.

— Dispozitive cehoslovace de criochirurgie.

— Lentile de contact.

Comunicările prezentate au informat pe specialiştii români despre cele mai noi concepte din domeniul cercetării, ştiinţei şi tehnicii, despre succesele dobîndite în anumite sectoare de activitate, în care partea cehoslovacă este interesată să dezvolte o cooperare de producţie şi să stabilească relaţii bilaterale de producţie.

G. Andrei

MŰSZAKI INFORMÁCIÓS KÖZPONT ÉS KÖNYVTÁR

1988 APR 2 1

E 2040/1

ETE

1987 FEB 24

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • Anul 35 • NR. 8 • DECEMBRIE 1987

Computerta®

Cluster terminal

TAP–34 GDT

(Terminal in bloc)

Staţia-terminal în bloc este dezvoltată pentru a satisface toate exigenţele privind utilizarea display-urilor alfanumerice şi în acelaşi timp pentru a reduce preţurile în comparaţie cu terminalele separate. Acest echipament este compatibil cu sistemul de informare – display IBM 3270. El este avantajos în special pentru utilizarea în birouri, deoarece poate fi instalat în configuraţii diferite.

Caracteristici principale :

- Se poate utiliza fie ca terminal separat, fie pentru servirea unui grup de pînă la maximum 16 terminale.
- Grupul conţine staţii de display (cu 1 920 caractere) şi teleimprimatoare ;
- Echipamentul utilizează conexiuni de date BSC şi SPLC.
- Viteza de transmisie a datelor: 9 600 Bd (Bit/s).
- Terminalul este echipat cu o claviatură de maşină de scris ; printr-o clapă de securitate se asigură intrarea pentru datele neprotejate.

Funcţiuni principale :

- Neconcentrarea elementelor de transformat.
- Utilizarea sistemului display prin calculator sau efectuarea construcţiei pe display de către operator.

Domenii de utilizare şi asistenţă software

- Utilizarea simplă interactivă sau complexă.
- Transmisia de date sau ordine.
- Efectuarea controlului.
- Compatibilitatea cu sistemul IBM 3270 face posibilă o asistenţă de software extinsă : BTAM, TCAM, VTAM, DIDOCS, IMS, CICS, TSO etc.

Budavox Telecommunication Foreign Trading Co. Ltd.

Budapest XI., Budafoki út 79. - Hungary - Letters: Budapest, P.O.B.267, H-1392

Telephone: 868-988 - Telex: 22-5077 - Cables: Budavox Budapest

BUDAVOX

PUBLICOM

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 35 Nr. 8 decembrie 1987

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 538.551.2 :621.3.014.31

CIRCUIT OSCILANT
CAPACITATE DE RUPERE
ARC ELECTRIC

Marinescu, I., Giurgiu, V., Marinescu, M. : **Circuit oscilant-sursă de curent pentru laboratoare de mare putere.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 8, dec 1987, p. 283

Pentru verificarea capacității de comutație a întreruptoarelor de înaltă tensiune moderne, în care durata arcului electric și căderea de tensiune în acesta sînt relativ mici, este posibilă utilizarea ca sursă de curent a unui circuit oscilant, avantajos din punct de vedere tehnico-economic. În lucrare se analizează posibilitatea reproducerii fenomenelor în perioada de arc electric în circuit oscilant, comparativ cu circuitul dotat cu generator sincron.

CZ 621.316.5 :621.313.2

MOTOR BIPOLAR
ACȚIONARE RAPIDĂ
INVERTOR DE CURENT

Voiculescu, E., Mican, S. : **Acționarea rapidă a motoarelor pas cu pas bipolare prin invertor de curent.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 8, dec 1987, p. 287

Lucrarea prezintă un invertor de curent pentru motoare pas cu pas bipolare avînd curentul nominal-fază pînă la 1 A. Cu acest invertor este posibilă creșterea tensiunii de forțare pînă la 100 V, ceea ce are drept efect creșterea substanțială a vitezei maxime de acționare.

CZ 621.3.015 :51.135

PROCESE DE ELECTROD RAPIDE
STUDIU CINETIC

Mitrache, I. : **Analiza metodei treptei de tensiune de electrod „măsurată" pentru procese de electrod rapide.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 8, dec 1987, p. 293

Se prezintă analiza metodei treptei de tensiune de electrod „măsurată" pentru studiul cinetic al proceselor de electrod rapide. Se deduc metode (la momente *t* „mici", „nu prea mici", „mari", „nu prea mari") pentru determinarea intensității curentului de schimb. Se iau în considerare difuzia nestațională, căderea ohmică de tensiune și influența capacității diferențiale a stratului dublu electric.

CZ 621.3.014.1 :621.38

SIMULATOR FOTOVOLTAIC
SURSĂ DE CURENT

Zaharia, A., Chebeleu, P. : **Simulator de arie fotovoltaică.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 8, dec 1987, p. 299

Se prezintă schema logică și detaliată a unui simulator fotovoltaic realizat cu ajutorul unei surse programabile HP6034P ; modelele matematice folosite pentru modelarea ariei de panouri fotovoltaice și exemple de funcționare pe o sarcină rezistivă.

CZ 621.3.029. :621.314.5 : 621.319.5

CONVERTOR FRECVENȚĂ—TENSIUNE
OSCILATOR
SURSĂ DE CURENT CONSTANT

Mălăiuș, I.: **Convertor frecvență-tensiune de precizie (0,01 %).**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 8, dec 1987, p. 304

Se descrie un convertor frecvență-tensiune care asigură o precizie de 0,01 % a sistemului în care este utilizat (sisteme de măsurare a frecvenței, generatoare etc.).

CZ 621.316.72 :621.165

REGLARE AUTOMATĂ
MODEL ECHIVALENT LINIAR
TURBINĂ DE MARE PUTERE

Nicolae, D. : **Metodă de determinare a modelului dinamic echivalent de ordin inferior al unui corp de turbină de mare putere cu prize.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, nr. 8, dec 1987, p. 307

Lucrarea tratează problema determinării modelului dinamic liniarizat pentru o turbină cu abur. În acest scop, mai întîi turbinei i se asociază un model fizic care permite scrierea ecuațiilor ce guvernează fenomenele fizice esențiale, legate de curgerea aburului și dezvoltarea cuplului-motor. Aceste ecuații constituie modelul neliniar care descrie global dinamica turbinei. Considerînd variații mici în jurul unui punct de funcționare, prin dezvoltare în serie Taylor, se obține un model dinamic liniarizat sub forma ecuațiilor de stare și a funcțiilor de transfer.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. APETREI ; dr. ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. șt. teh. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUȚ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; prof. dr. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 538.551.2: 621.3.014.31

КОЛЕБАТЕЛЬНАЯ ЦЕПЬ
ОТКЛУЧАЮЩАЯ СПОСОБНОСТЬ
ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ

Маринеску, И., Джурджу, В., Маринеску, М.: **Колебательная цепь-источник тока для лабораторий большой мощности.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 35, №.** 8, дек 1987 г., стр. 283

Для проверки коммутационной способности современных выключателей высокого напряжения, в которых длительность электродуги и падение напряжения в ней являются относительно малыми, возможно использование колебательной цепи, выгодной с технико-экономической точки зрения, в качестве источника тока. В работе анализируется возможность воспроизведения явлений в периоде электродуги в колебательной цепи, сравнительно с цепью, снаряженной синхронным генератором.

УДК 621.316.5: 621.313.2

БИПОЛЯРНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
ВЫСТРЫЙ ПРИВОД
ИНВЕРТЕР ТОКА

Войкулеску, Е., Микан, С.: **Быстрый привод шаговых биполярных двигателей через инвертор тока.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 35, №.** 8, дек 1987., стр. 287

Работа представляет инвертёр тока для шаговых диполярных двигателей имея номинальный ток-фаза до 1А. При помощи этого инвертёра возможно увеличение принудительного напряжения до 100 В, что приводит к существенному увеличению максимальной скорости привода.

УДК 621.3.015.541.135

БЫСТРЫЕ ЭЛЕКТРОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ
КИНЕТИЧЕСКОЕ ИЗУЧЕНИЕ

Митраке, И.: **Анализ метода степени электродного „измеряемого" напряжения для кинетического изучения быстрых электродных процессов.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 35, №.** 8, дек 1987 г., стр. 293

Представляется анализ метода степени измеряемого электродного напряжения для кинетического изучения быстрых электродных процессов. Выводятся методы (при моментах „малые", „не так малые", „большие", „не так большие" / для опведеления интенсивности сменного тока. Учитываются: нестационарная диффузия, омическое падение напряжения и влияние дифференциальной способности двойного электрического слоя.

УДК 621.3.014.1: 621.38

ФОТОВОЛЬНТНЫЙ СИМУЛЯТОР
ИСТОЧНИК ТОКА

Захария, А., Кебелеу, П.: **Симулятор фотовольтной площади.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 35, №.** 8, дек 1987 г., стр. 299

Представляется логическая и подробная схема фотовольного симулятора сосуществленного при помощи программируемого источника HP 60 34 P; используемые математические модели для моделирования площади фотовольтных панелей, а также примеры функционирования на резистивной нагрузке.

УДК 621.3.029: 621.314.5: 621.319.5

КОНВЕРТЕР ЧАСТОТЫ-НАПРЯЖЕНИЯ
ОСЦИЛЛЯТОР
ИСТОЧНИК ПОСТОЯННОГО ТОКА

Мэлэюш, И.: **Конвертёр частоты-напряжения точности (0,01%).**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 35 №.** 8, дек 1987 г., стр. 304

Описан конвертёр частоты-напряжения, обеспечивающий точность 0,01% системы, в которой он используется (измерительные системы частоты, генераторы, и т.п.).

УДК 621.316.72: 621

АВТОМАТИЧЕСКОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ
ЭКВИВАЛЕНТНАЯ ЛИНЕЙНАЯ МОДЕЛЬ
ТУРБИН БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ

Николае, Д.: **Метод определения эквивалентной динамической модели меньшего ордена корпуса турбины большой мощности с штепселями.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 35, №.** 8, дек 1987 г., стр. 307

Работа представляет вопрос определения эквивалентной динамической линеаризованной модели паровой турбины. В этой цели, прежде всего турбине прилогается физическая модель, позволяющая получения уравнений важных физических явлений, связанных течением пара и развитием крутящего момента. Эти уравнения являются нелинейной моделью, общеописывающей динамику турбины. Учитывая малые вариации вокруг точки функционирования, развитием в ряде Тейлора получается динамчческая линеаризованная модель в виде урваднений состояния и передаточных функций.

INHALT

DK 538 .551.2 :621.3.014.31

SCHWINGKREIS
ABSCHALTVERMÖGEN
ELEKTRISCHER LICHTBOGEN

Marinescu, I., Giurgiu, V., Marinescu, M. : **Schwingkreisstromquelle für Hochspannungslabors.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 8, Dez 1987, S. 283

Zur Prüfung des Schaltvermögens der modernen Hochspannungsschaltern, in denen die Lichtbogenzeit und der Spannungsabfall relativ klein sind, ist die Verwendung eines, vom technisch-ökononischen Gesichtspunkt aus vorteilhaften Schwingkreises als Stromquelle möglich. Im Beitrag wird die Möglichkeit der Nachbildung der Vorgänge in der elektrischen Lichtbogenperiode im Schwingkreis, verglichen mit dem mit einem Synchrongenerator ausgestatteten Stromkreis analysiert.

DK 621.316.5 :621.313.2

BIPOLARMOTOR
SCHNELLER ANTRIEB
STROMWANDLER

Voiculescu, E., Mican, S. : **Der schnelle Antrieb der bipolaren Schrittmotoren mit Stromwandlern.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 8, Dez 1987, S 287

Der Beitrag stellt einen Stromwandler für bipolare Schrittmotoren mit einem Nein-/Phasenstrom bis 1 A vor. Mit diesem Wandler ist der Anstieg der Zwingspannung bis 100 V möglich, was eine nennenswerte Steigerung der maximalen Antriebsgeschwindigkeit zur Folge hat.

DK 621.3.015 :541.135

SCHNELLE ELEKTRODENPROZESSE
KYNETISCHE STUDIE

Mitrache, I. : **Analyse der Methode der „gemessenen" Elektroden Stufenspannung für schnelle Elektrodenprozesse.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 8, Dez 1987, S. 293

Es wird die Analyse der Methode der „gemessenen" Elektroden-Stufenspannung für das kynetische Studium der schnellen Elektrodenprozesse vorgestellt. Es werden Methoden (für „kleine", „nicht zu kleine", „grosse", „nicht zu grosse" t-Momente) zur Bestimmung der Intensität des zu wechselnden Stromes abgeleitet. Die nichtstationäre Diffusion, der ohmsche Spannungsabfall und der Einfuss der differentiellen Kapazität der doppelt-elektrischen Schicht werden berücksichtigt.

DK 621.3.029 :621.314.5 :621.319.5

PHOTOVOLTAISCHER SIMULATOR
STROMQUELLE

Zaharia, A., Chebeleu, P. : **Photovoltaischer Flächensimulator.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 8, Dez 1987, S. 299

Es werden das logische und das detaillierte Schema eines mit Hilfe der programmierbaren Quelle HP6034P hergestellten photovoltaischen Simulators, die zur Modellierung der Fläche von photovoltaischen Paneels verwendeten mathematischen Modelle sowie Beispiele für den Betrieb auf einer resistiven Last vorgestellt.

DK 621.3.029 :621.314.5 :621.319.5

FREQUENZ-SPANNUNGSWANDLER
OSZILLATOR
KONSTANTSTROMQUELLE

Mălăiuş, I.: **Präzisions-Frenquenz-Spannungswandler (0,01 %).**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 8, Dez 1987, S. 304

Es wird ein Frequenz-Spannungswandler beschrieben, der eine Präzision von 0,01 % des Systems in dem er verwendet wird, gewährleistet (Frequenzmessysteme, Generatoren u.s.w.).

DK 621.316.72 :621.165

AUTOMATISCHE REGELUNG
LINEARS ERSATZMODELL
HOCHLEISTUNGSTURBINE

Nicolae, D. : **Methode zur Bestimmung des untergeordneten äquivalenten dynamischen Modells eines Hochleistungsturbinenkörpers mit Abzapfungen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, Nr. 8, Dez 1987, S. 307

Der Beitrag befasst sich mit dem Problem der Bestimmung des linearisierten dynamischen Modells für eine Dampfturbine. Zu diesem Zweck wird für die Turbine ein physisches Modell erstellt, das die Aufstellung der Gleichungen, die die hauptsächlichen physischen Vorgänge bezüglich des Dampfflusses und der Drehmomentenentwicklung beschreiben, erlaubt. Diese Gleichungen stellen das nichtlineare Modell dar, das die Dynamik der Turbine global beschreibt. Unter der Annahme von kleinen Veränderungen um einen Funktionierungspunkt herum, erhält man mit Hilfe einer Entwicklung in Taylor-Serie ein linearisiertes dynamisches Modell unter der Form von Zustandsgleichungen und von Transferfunktionen.

CONTENTS

DC 538.551.2 :621.3.014.31

OSCILLATING CIRCUIT
BREAKING
ELECTRIC ARC

Marinescu, I., Giurgiu, V., Marinescu, M. : **Oscillating circuit-current supply for high-power laboratories.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 8, Dec 1987, p. 283

In order to test the switching capacity of modern high-voltage switchnes, for which the arcing period and its voltage drop are relatively small, it is possible to use an oscillating circuit as current supply, with several technical and economic gains. The paper analyses the posibility of reproducing arcing phenomena in an oscillating circuit as compared to the synchronous generator circuit.

DC 621.316.5 :621.313.2

BIPOLAR MOTOR
FAST DRIVE
CURRENT INVERTER

Voiculescu, E., Mican, S. : **Fast drive of bipolar stepper motor through current inverter.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 8, Dec 1987, p. 287

The paper presents a current inverter for bipolar stepper motors with a rated current/phase up to 1A. By means of this inverter it is possible to increase the forcing voltage up to 100 V, resulting in a substantial growth of the maximum drive speed.

DC 621.3.015 :541.135

FAST ELECTRODE PROCESSES
KINETIC STUDY

Mitrache, I. : **The analysis of the electrode voltage step method "measured" for fast electrode processes.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 8, Dec 1987, p. 293

The method of the electrode voltage step method "measured" for the kinetic study of fast electrode processesis presented. Certain methods are derived (for t moments "small", "not too small", "big", "not to big") for the determination of the exchange current intensity. The non-stationary diffusion, the ohmic voltage drop and the influence of the differential capacity of the double electronic layer are taken into consideration.

DC 621.3.014.1 :621.38

PHOTOVOLTAIC SIMULATOR
CURRENT SOURCE

Zaharia, A., Chebeleu, P. : **Photovoltaic area simulator.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 8, Dec 1987, p. 299

The functional diagram of a photovoltaic simulator designed by means of a programmable HP6034 P source is presented in detail; also, the mathematical models used in modelling the photovoltaic panel area as well as operating examples on a resistive load.

DC 621.3.029 :621.314.5 :621.319.5

FREQUENCY-VOLTAGE CONVERTER OSCILLATOR
CONSTANT CURRENT SOURCE

Mălăiuș, I. : **Precision frequency voltage (0,01%) converters.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 8, Dec 1987, p. 304

A frequency-voltage converter that ensures a 0,01% precision for the system it is used in (frequency measuring systems, generators etc.) is described.

DC 621.316.72 :621.165

AUTOMATIC CONTROL
LINEAR EQUIVALENT MODEL
HIGH-POWER TURBINE

Nicolae, D. : **Method of determining the inferior order equivalent dynamic model of a high-power turbine body with intakes.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35**, no. 8, Dec 1987, p. 307

The paper deals with the problem of determining the linearized dynamic model for a steam turbine. To this end first of all a physical model is associated to the turbine model which enables the drawing up of equations that govern the essential physical phenomena related to steam flow and driving torque developement. These equations comprise the non-linear model that describes the overall turbine dynamics. Considering small variations around a certain operating point, through Taylor series progression a linearized dynamic model is obtained under the from of state and transfer function equations.

SOMMAIRE

CD 621.316.76 :621.165

CIRCUIT OSCILLANT
CAPACITÉ DE COUPURE
ARC ÉLECTRIQUE

Marinescu, I., Giurgiu, V., Marinescu, M. : **Circuit oscillant — source de courant pour les laboratoires de grande puissance.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 8, déc 1987, p. 283

En vue du contrôle de la capacité de commutation des interrupteurs modernes de haute tension, où la durée de l'arc électrique et la chute de tension dans celui-ci sont relativement petites, il est possible d'utiliser comme source de courant un circuit oscillant, avantajeux du point de vue technique et économique.

Dans l'ouvrage on fait l'analyse de la possibilité de reproduction des phénomènes pendant la période de l'arc électrique en circuit oscillant, par rapport au circuit équipé d'un générateur synchrone.

CD 621.316.5 :621.313.2

MOTEUR BIPOLAIRE
ACTIONNEMENT RAPIDE
INVERSEUR DE COURANT

Voiculescu, E., Mican, S. : **Actionnement rapide des moteurs pas à pas bipolaires par inverseur de courant.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 8, déc. 1987, p. 287

L'ouvrage présente un inverseur de courant pour les moteurs pas á pas, ayant un courant nominal/phase jusqu'á 1A. En utilisant cet inverseur ou peut obtenir une augmentation de la tension mécanique jusqu'á 100 V, ce qui a pour effet l'augmentation considérable de la vitesse maximale d'actionnement.

CD 621.3.029 :621.314.5 :621.

PROCES D'ÉLECTRODE RAPIDES
ÉTUDE CINÉTIQUE

Mitrache, I. : **L'analyse de la méthode du palier de tension d'électrode „mesurée" pour les procès d'électrode rapides.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 8, déc. 1987, p. 293

On présente l'analyse de la méthode du palier de tension d'électrode „mesurée" pour l'étude cinétique des procès d'électrode rapides. On déduit des méthodes (pour des moments „petits", „pas trop petits", „pas trop grands") pour la détermination de l'intensité du courant d'échange.

— On prend en considération la diffusion non-stationnaire, la chute ohmique de tension et l'influence de la capacité différentielle de la couche double électrique.

CD 621.3.014.1 :621.38

SIMULATEUR PHOTOVOLTAIQUE
SOURCE DE COURANT

Zaharia, A., Chebeleu, P. : **Simulateur d'aire photovoltaïque.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 8, déc 1987, p. 299

On présente le schéma logique et détaillé d'un simulateur photovoltaïque réalisé á l'aide d'une source programmable Hp 6034 P ; les modèles mathématiques utilisés pour le modelage de l'aire des panneaux photovoltaïques et quelques exemples du fonctionnement sur une charge résistive.

CD 621.3.029 :621.314.5

CONVERTEUR FREQUENCE — TENSION
OSCILLATEUR
SOURCE DE COURANT CONSTANT

Mălăiuș, I. : **Converteur fréquence — tension de précision** (0,01 %).

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 8, déc. 1987, p. 304

On décrit un converteur fréquence — tension qui assure une précision de 0,01 % du système dans lequel on l'utilisé systèmes de mesure de la fréquence, générateurs etc.).

CD 621.316.72 :621.165

RÉGLAGE AUTOMATIQUE
MODÈLE ÉQUIVALENT LINÉAIRE
TOURBINE DE GRANDE PUISSANCE

Nicolae, D. : **Méthode de détermination du modèle dynamique équivalent d'ordre inférieur d'un corps de tourbine de grande puissance à prises.**

E.E.A. — **Electrotehnica 35,** nr. 8, déc 1987, p. 307

L'ouvrage traite du problème de la détermination du modèle dynamique linéarisé pour une tourbine á vapeur. Á cet effet, on associe d'abord á la tourbine un modèle physique qui permet l'écriture des équations qui gouvernent les phénomènes physiques essentiels liés á l'écoulement des vapeurs et au développement du couple moteur. Ces équations constituent le modèle non-linéaire qui décrit globalement la dynamique de la tourbine. Prenant en considération des petites variations autour d'un point de fonctionnement, par le développement en série Taylor on obtient un modèle dynamique linéarisé sous la forme des équations d'état et des fonctions de transfert.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA" (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice, apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) București. Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare este de 120 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export — import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001 — Telex 01.12.26

Tiparul:
Întreprinderea Poligrafică „Informația"
București, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 1670

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Electrotehnica nr. 8

CZ 538.551.2:621.3.014.31

CIRCUIT OSCILANT
CAPACITATE DE RUPERE
ARC ELECTRIC

Circuit oscilant-sursă de curent pentru laboratoare de mare putere

IOAN MARINESCU, VALER GIURGIU, MIHAI MARINESCU* — BUCUREŞTI

Introducere

Necesarul crescind de energie electrică în centrele urbane şi industriale a atras după sine o creştere a parametrilor echipamentului electroenergetic, care serveşte la producerea şi distribuirea acestei energii, precum şi o mărire a densităţii reţelelor de interconectare, cu scopul de a obţine o siguranţă sporită în exploatare, ceea ce a condus la un ritm mai rapid de creştere a puterilor de scurtcircuit, comparativ cu cel al puterilor instalate. În această situaţie, una dintre problemele de bază o constituie echiparea reţelelor de înaltă tensiune cu aparatajul adecvat din punct de vedere al capacităţii de comutaţie în domeniul curenţilor intenşi (de scurtcircuit).

Încercările pentru verificarea capacităţii de comutaţie în domeniul menţionat constituie o preocupare care a apărut odată cu construirea primelor aparate. Deoarece verificarea „în situ", ideală pentru atestarea performanţelor, nu este realizabilă practic s-au dezvoltat staţiile de încercări necesare nu numai în faza finală de verificare a performanţelor, ci chiar în faza de cercetare, fază în care se pun bazele performanţelor viitoare. În prezent, metodele şi staţiile de încercare au devenit un sector special al tehnicii aparatelor de comutaţie, influenţînd considerabil nivelul tehnic şi ritmul de dezvoltare al acestora.

1. Surse de curent pentru L.M.P.

Majoritatea laboratoarelor de mare putere (LMP) au ca sursă principală generatoarele sincrone sau reţeaua de înaltă tensiune. Deşi ideea utilizării ca sursă a unei baterii de condensatoare (mai corect spus a unui circuit oscilant) este veche [1], utilizarea efectivă a acestei idei este relativ recentă [2] şi a devenit eficientă, din punct de vedere tehnico-economic, odată cu dezvoltarea întreruptoarelor de înaltă tensiune, la care stingerea arcului electric are loc într-un interval de timp de ordinul unei semiperioade. Ca avantaje principale sînt de menţionat: investiţii în utilaje mai mici, cheltuieli de întreţinere mult reduse, posibilităţi de dezvoltare practic nelimitate, posibilitatea alimentării LMP de la o reţea slabă (inexistenţa şocurilor puternice în reţea datorate pornirii motoarelor de antrenare), consum redus de energie din reţea, limitarea efectelor distructive ale curenţilor de scurtcircuit, în cazul nefuncţionării întreruptorului de protecţie la energia disponibilă în bateria de condensatoare, inferioară energiei inerţiale a maselor în rotaţie, rezultînd din aceasta şi o dimensionare mai economică a componentelor circuitului de curent. Experienţa în exploatare a bateriilor de condensatoare mari (de ordinul MJ) scoate în evidenţă faptul că o astfel de baterie corect dimensionată şi protejată constituie un sistem de fiabilitate mare, defectarea unuia dintre condensatoare, sau chiar a mai multora, neafectînd funcţionarea schemei.

Unul dintre dezavantajele sursei de curent cu baterie de condensatoare îl constituie amortizarea curentului de scurtcircuit generat, care, în cazul respectării parametrilor circuitului generatorului sincron (inductivitate şi rezistenţă), este caracterizată printr-o constantă de timp de ordinul a 60 ms (corespunzătoare unui cos $\varphi = 0{,}1$). Dacă se ia în consideraţie valoarea curentului în momentul separării contactelor şi aceasta este făcută să corespundă cu cea din circuitul generatorului sincron, solicitarea în perioada de arc electric este cu atît mai mică (datorată amortizării), cu cît perioada de arc electric este mai mare.

*Dr. ing. *Marinescu, I.* şi ing. *Giurgiu V.* — Institutul de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică; *Marinescu M.*, I.P.B.

În principiu, diferitele aspecte ale solicitării în perioada de arc electric pot fi compensate mai mult sau mai puțin, astfel încît încercarea aparatului într-un circuit RLC serie să fie acceptată atît de constructor, cît și de utilizator. Dezavantajul principal al schemei clasice serie îl constituie faptul că pot fi reproduși, cu precizările anterioare, numai curenții simetrici. Într-o primă etapă autorii își propun să analizeze acest caz, urmînd ca ulterior să se ocupe de posibilitățile de realizare a curenților asimetrici.

2. Posibilitatea reproducerii fenomenelor în perioada de arc electric în circuitul oscilant

Se va analiza numai perioada de arc electric deoarece aceasta este factor comun atît la încercarea directă, cît și la încercarea sintetică. Această perioadă, este determinată de intervalul de timp dintre separarea contactelor și întreruperea curentului de scurtcircuit. Publicația CEI 427 [3], referitoare la încercarea sintetică a întreruptoarelor de curent alternativ și înaltă tensiune, face recomandări privitoare la echivalența încercării sintetice cu încercarea directă. În principal, pentru perioada de arc electric se recomandă să fie reproduse energia în arc și panta curentului în momentul deconectării. Desigur, ar fi de dorit să se reproducă identic întreaga evoluție a curentului (valorile instantanee și durata), dar acest lucru nu este în general posibil, cauzele principale fiind existența a două spații de arc și tensiunea redusă a sursei de curent.

Problema care se pune în cazul de față este de a determina condițiile în care un circuit oscilant poate reproduce, cu suficientă precizie pentru practică, curentul în perioada de arc electric luîndu-se ca bază de comparație curentul debitat de un generator sincron. În afara criteriilor de echivalență, esențiale pentru reproducerea solicitărilor la deconectarea curenților de scurtcircuit menționate anterior (energia în arc și panta curentului în momentul deconectării), mai pot fi utilizate criterii complementare referitoare la forma curentului și anume: amplitudinea curentului, timpul după care apare această amplitudine și durata semiperioadei. Din motive de simplificare a calculelor studiul se va face pentru o semiperioadă (calitativ, fenomenele nu depind de numărul de semiperioade), presupunînd că separarea contactelor are loc în același moment în care apare curentul în circuit. Întrucît pentru moment nu se pune problema reproducerii tensiunii tranzitorii de restabilire, iar valorile capacității parazite la bornele aparatului nu sînt normalizate, se va neglija existența acestei capacități. Evoluția curentului în circuit nu este practic afectată de această capacitate de valoare foarte mică, decît în zona deconectării, unde, totuși, variația rapidă a tensiunii în arc și existența capacității determină variația pantei curentului întrerupt, față de cazul în care această capacitate nu ar exista.

Neglijarea capacității parazite se poate justifica și prin faptul că nu există nici un temei pentru care să nu se considere această capacitate ca avînd valori apropiate în cele două scheme de încercare, în cazul în care configurația circuitelor și tensiunea lor nominală este practic aceeași. În asemenea caz, tensiunea în arcul electric fiind aceeași (același aparat încercat) și capacitatea fiind aproximativ identică, curentul capacitiv este același și, în consecință, panta curentului întrerupt este afectată în aceeași măsură.

Cu astfel de observații, și presupunînd într-o primă aproximație că inductivitatea și rezistența circuitului sînt aceleași, se prezintă în figura 1 schema cu generator (directă) și schema cu circuit oscilant.

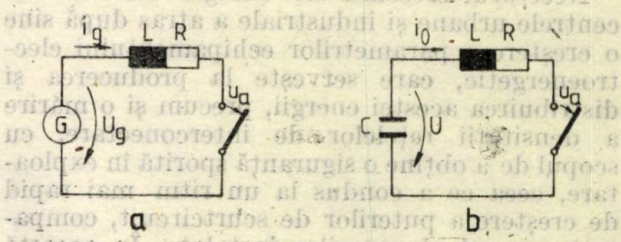


Fig. 1. Schemele surselor de curent cu generator (a) și cu circuit oscilant (E).

În cele ce urmează, se va aplica metoda suprapunerii efectelor. Tensiunea în arc se presupune a fi fie constantă, de valoare U_a, fie liniar crescătoare $u_a = S \times t$.

Curentul debitat de generator, în absența tensiunii în arcul electric, are expresia:

$$i_1 = I_1 \sin \omega t. \qquad (1)$$

Considerînd ca sursă arcul electric, cînd $u_a = U_a = \text{const}$, curentul debitat în absența tensiunii generatorului este:

$$i_2 = \frac{U_a}{R}(1 - e^{-t/T}), \qquad (2)$$

în care: $T = L/R$.

Similar, pentru $u_a = St$, se poate scrie:

$$i_3 = \frac{S}{R}[t - T(1 - e^{-t/T})]. \qquad (3)$$

Curentul total care circulă prin circuit, în cele două cazuri, are expresiile:

$$i_{g1} = i_1 - i_2, \qquad (4)$$

$$i_{g2} = i_1 - i_3, \qquad (5)$$

iar amplitudinile sale $\hat{I}_{g1}$, respectiv $\hat{I}_{g2}$, se determină introducînd în relaţiile (4) şi (5) valorile timpilor t_1 şi t_2 deduse din egalităţile:

$$\cos \omega t_1 \cdot e^{t_1/T} = \frac{U_a}{\hat{I}_1 \omega L}, \tag{6}$$

respectiv:

$$\cos \omega t_2 = \frac{S}{\hat{I}_1 \omega R}(1 - e^{-t_2/T}), \tag{7}$$

determinate din condiţia de anulare a derivatelor curenţilor i_{g1} şi i_{g2}.

Pantele curenţilor i_{g1} şi i_{g2} la prima trecere prin zero se determină introducînd în expresiile derivatelor acestor curenţi valorile timpilor t_3 şi t_4, deduse din egalităţile:

$$\hat{I}_1 \sin \omega t_3 = \frac{U_a}{R}(1 - e^{-t_3/T}), \tag{8}$$

respectiv:

$$I_1 \sin \omega t_4 = \frac{S}{R}[t_4 - T(1 - e^{-t_4/T})], \tag{9}$$

determinate din condiţia de anulare a curenţilor i_{g1} şi i_{g2}.

Energiile în arc în cele două cazuri au expresiile:

$$W_{g1} = \int_0^{t_3} U_a i_{g1} dt, \tag{10}$$

respectiv:

$$W_{g2} = \int_0^{t_4} S t i_{g2} dt. \tag{11}$$

Pentru circuitul oscilant, luînd în consideraţie, cele două variante de tensiune în arc, se pot scrie în mod similar următoarele expresii:

$$i_1' = \frac{U}{\omega L} e^{-\delta t} \sin \omega t = \hat{I}_1 e^{-\delta t} \sin \omega t, \tag{12}$$

$$i_2' = \frac{U_a}{\omega L} e^{-\delta t} \sin \omega t, \tag{13}$$

$$i_3' = \frac{S}{\omega_0^2 L}\left[1 - e^{-\delta t}\left(\cos \omega t + \frac{\delta}{\omega} \sin \omega t\right)\right], \tag{14}$$

în care:

$$\delta = \frac{R}{2L}, \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}.$$

Curentul total prin circuit, în cele două variante, are expresiile:

$$i_{01} = i_1' + i_2', \tag{15}$$

$$i_{02} = i_1' - i_3'. \tag{16}$$

Amplitudinile acestor curenţi se ating la timpii t_1' şi t_2', daţi din relaţiile următoare:

$$t_1' = \frac{1}{\omega} \operatorname{arc\ tg} \frac{\omega}{\delta}, \tag{17}$$

$$t_2' = \frac{1}{\omega} \operatorname{arc\ tg} \frac{U\omega}{U\delta + S}. \tag{18}$$

Pantele curenţilor i_{01} şi i_{02} la prima trecere prin zero se calculează la timpii t_3' şi t_4', daţi din egalităţile:

$$\frac{U - U_a}{\omega L} e^{-\delta t_3'} \sin \omega t_3' = 0, \tag{19}$$

respectiv:

$$\frac{U}{\omega L} e^{-\delta t_4'} \sin \omega t_4' = \frac{S}{\omega_0^2 L}\left[1 - e^{-\delta t_4'}\left(\cos \omega t_4' + \frac{\delta}{\omega} \sin \omega t_4'\right)\right]. \tag{20}$$

Energiile în arc sînt date de relaţiile:

$$W_{01} = \int_0^{t_3'} U_a i_{01} dt, \tag{21}$$

şi:

$$W_{02} = \int_0^{t_4'} S t i_{02} dt. \tag{22}$$

Pentru a putea analiza comparativ, calitativ şi cantitativ, mărimile determinate anterior este necesară o referire la un caz concret.

Cazul ales este un caz mediu şi anume, încercarea monofazată a unui întreruptor în regim de scurtcircuit simetric la tensiunea nominală de 12 kV şi capacitatea de rupere 50 kA la $\cos \varphi = 0{,}1$.

Ţinînd seama de valoarea tensiunii de restabilire de frecvenţă industrială, deci, de factorul primului pol care întrerupe, valorile parametrilor circuitului corespunzător încercării directe sînt $L = 0{,}6596 \cdot 10^{-3}$ H, $R = 20{,}8 \cdot 10^{-3}\omega$. Pentru circuitul oscilant se determină suplimentar valoarea capacităţii $C = 15{,}34 \cdot 10^{-3}$ F astfel încît să se obţină acelaşi ω.

Atît în schema directă, cît și în circuitul oscilant, s-a lucrat cu tensiunea în arc constantă avînd valoarea cuprinsă între $(0 \div 0{,}2) \times \times 14{,}67$ kV și cu tensiunea liniar variabilă avînd panta $S = (0 \div 20) \times 14{,}67 \left[\frac{\text{kV}}{\text{s}}\right]$, ceea ce înseamnă că în momentul trecerii curentului prin zero (după 10^{-2} s de la începutul semiperioadei) valoarea tensiunii în arc are aceleași valori ca în cazul în care s-a presupus a fi constantă. În circuitul oscilant s-au folosit două tensiuni de încărcare a bateriei de condensatoare și anume 18 kV și 24 kV pentru a se studia influența acesteia.

În publicația [3] se recomandă a se lua drept criterii de comparație, între încercarea directă și încercarea sintetică, durata semiperioadei și amplitudinea curentului de scurtcircuit, apreciind că, admițînd anumite toleranțe la aceste mărimi, implicit se admit toleranțele pentru energia disipată în arc și pentru pantă la trecerea curentului prin zero.

În cazul de față, considerînd că aceste două mărimi pot fi ușor rspectate integral de către circuitul oscilant, prin modificarea parametrilor U, C, L (calculul cu ajutorul relațiilor anterioare o demonstrează), se vor analiza, compatativ, energiile în arc și panta curentului la trecerea prin zero care determină și stingerea arcului electric. Trasarea curbelor s-a făcut cu calculatorul de birou Tektronix 4051.

În figura 2 sînt prezentate curbele pantelor curenților și energiilor în arc, ca funcții de tensiunea în arc, presupusă constantă, pe inter-

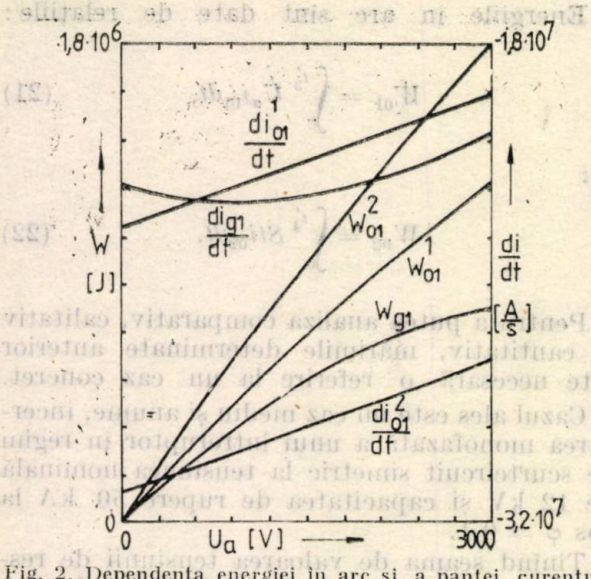


Fig. 2. Dependența energiei în arc și a pantei curentului în funcție de tensiunea în arc (constantă pe durata semiperioadei).

valul semiperioadei studiate, avînd valori cuprinse între $(0 \div 0{,}2) \times 14{,}67 \times 10^3$ V. S-au notat cu indicele g mărimile corespunzătoare schemei cu generator sincron și cu o mărimile corespunzătoare circuitului oscilant. Exponetul suplimentar *1* și *2* se referă la circuitul oscilant și corespunde unor tensiuni de încărcare a bateriei de condensatoare de 18 kV, respectiv 24 kV.

Rezultă că, în cazul studiat, energiile în arc sînt mai mari în circuitul oscilant în ambele cazuri, ceea ce ar impune o scădere a tensiunii de încărcare a bateriei de condensatoare pentru a ne apropia de cazul generatorului sincron. În ceea ce privește pantele curenților, panta curentului în circuit oscilant cu U = 24 kV este mult mai mare decît cea corespunzătoare generatorului sincron, pe cînd panta corespunzătoare la $U = 18$ kV intersectează panta curentului din circuitul cu generator, fiind mai mare pentru tensiuni în arc de pînă la aproximativ 500 V și mai mică pentru tensiuni în arc mai mari. În cazul tensiunii în arc de ordinul 1,8 kV, luînd ca bază panta și energia în circuitul cu generator, panta în circuitul oscilant este mai mică cu 5,8 %, în schimb energia este mai mare cu 39 %. Pentru tensiuni în arc mai mici de 500 V, o scădere a tensiunii de încărcare a bateriei de condensatoare poate conduce la încercări practic identice în cele două circuite.

În această situație, pînă la o eventuală reglementare pe scară internațională, este necesar un acord între constructor și utilizator pentru acceptarea unui anumit grad de severitate al încercării în circuit oscilant. Baza acordului o poate constitui determinarea parametrilor esențiali reieșiți din calcul.

În figura 3 sînt prezentate aceleași mărimi și sînt folosiți aceiași exponenți ca în figura 2,

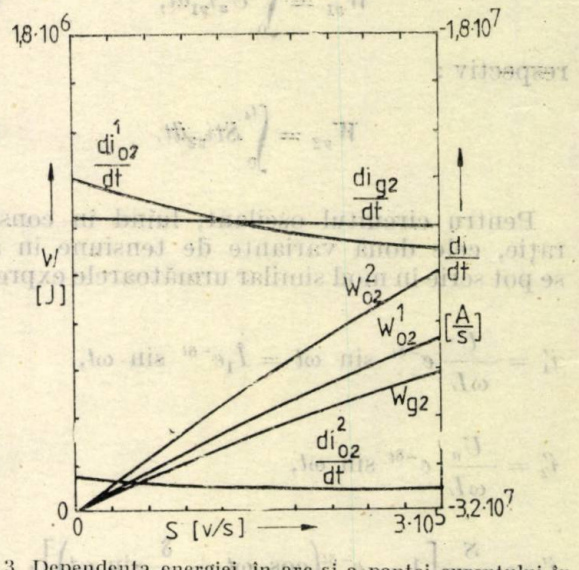


Fig. 3. Dependența energiei în arc și a pantei curentului în funcție de panta tensiunii în arc (constantă pe durata semiperioadei).

numai că, tensiunea în arc în decursul semiperioadei studiate este presupusă liniar crescătoare, cu o pantă fixă, ale cărei valori sînt cuprinse între $(0 \div 20) \times 14{,}67$ [kV/s].

O primă constatare este aceea că alura curbelor corespunzătoare celor două circuite este mai apropriată, ceea ce conduce la concluzia că se pot stabili mai ușor, pentru un domeniu relativ larg de pante, condiții de încercare practic identice. Pentru tensiuni în arc, la sfîrșitul semiperioadei, de aproximativ 1 200 V, pantele curenților sînt identice, iar excedentul de energie în circuitul oscilant (U = 18 kV) este de aproximativ 17 %. Pentru pante ale tensiunii în arc mai mari, o scădere a tensiunii de încărcare a bateriei de condensatoare conduce la obținerea unor rezultate apropiate în cele două circuite. Pentru pante ale tensiunii în arc mai mici o creștere a tensiunii de încărcare poate conduce la obținerea unor rezultate mai acceptabile decît în cazul anterior.

3. Concluzii

Circuitul oscilant poate servi ca sursă de curent într-un laborator de mare putere prezentînd avantaje tehnico-economice.

Criteriile de comparație luate în considerare în analiza perioadei de arc electric presupusă a dura o semiperioadă, și anume panta curentului la trecerea prin zero corespunzătoare stingerii arcului și energia degajată în arc sînt esențiale la compararea circuitului oscilant cu circuitul cu generator sincron. Pe bază acestor criterii se poate stabili severitatea celor două circuite. O analiză comparativă exhaustivă a fenomenelor în perioada de arc electric dublată de o metodică de calcul a tuturor parametrilor încercării este necesară pentru a sta la baza acordului între constructorul de aparate și utilizatorul acestora. O analiză similară este, de asemenea, necesară pentru a demonstra valabilitatea circuitului oscilant ca sursă unică pentru încercarea completă a aparatului (nu numai în perioada de arc electric).

Bibliografie

[1] *Gessen, V. I., Lugovoi, B. S.* Experimentalnii kolebatelnii kontur dlia ispitania apparaturi na razrivnuiu moşcinosti. In: Informaționnii Biulteni' LII, 1940, nr. 11–12.

[2] *Morcton, G. E.* An advanced development laboratory for switchgear research. In: GEC Engineering, nr. 2, 1984, p. 29–35.

[3] CEI Publication 427. Rapport sur les essais synthétiques des disjoncteurs à courant alternatif á haute tension. Geneve, 1973.

CZ 621.316.5:621.313.2

MOTOR BIPOLAR
ACȚIONARE RAPIDĂ
INVERTOR DE CURENT

Acționarea rapidă a motoarelor pas cu pas bipolare prin invertor de curent

EMIL VOICULESCU, SEVER MICAN* – CLUJ-NAPOCA

Introducere

Un avantaj important al invertorului de curent prezentat în [1] este faptul că poate fi folosit și la alimentarea motoarelor pas cu pas bipolare ([1], capitolul „Principiul metodei").

În această lucrare este descrisă acționarea prin invertor de curent a unui motor bipolar cu două faze, performanțele atinse prin folosirea procedeului și diferențele care apar față de cazul alimentării motoarelor unipolare. În plus, circuitele de supresare au fost simplificate prin legarea diodelor de fugă direct la sursa de tensiune înaltă, renunțînd deci la diodele Zener supresoare (fig. 1, traseul SUPRESARE RAPIDĂ). Această modificare reprezintă o îmbunătățire față de [1] pentru că, odată cu accelerarea comutației inverse, are loc și un transfer de energie din fazele motorului în sursa de alimentare, adică recuperarea energiei de forțare.

1. Modul de alimentare

Înfășurările motoarelor pas cu pas unipolare au prize mediane care separă fiecare înfășurare în cîte două faze. La aceste motoare schimbarea polarității cîmpului statoric se realizează prin alimentarea alternativă a celor două faze cu curent unipolar ([1] — fig. 2).

Înfășurările motoarelor bipolare nu au priză mediană [2]; fiecare înfășurare constituie o fază a motorului. Sensul cîmpului statoric este inversat prin schimbarea sensului curentului în înfășurare. Pentru aceasta înfășurările motoarelor bipolare se amplasează în diagonalele unor punți legate la sursa de c.c. (fig. 1). În consecință, la motoarele bipolare toate înfășurările sînt permanent active (conduc în fiecare moment), astfel că dintre două motoare

* *Voiculescu, E.* — Institutul Politehnic Cluj-Napoca; *Mican, S.* — Lic. ind. „Gheorghe Barițiu" Cluj-Napoca.

cu același gabarit cel bipolar oferă cuplul activ mai mare.

Acest mod de alimentare este ilustrat în figura 2 pentru un motor bifazat. Este evidențiată accelerarea comutației fazelor cu ajutorul tensiunii înalte și limitarea la o anumită valoare a curentului din faze, datorită generatoarelor de curent constant prevăzute (fig. 1; pentru simplitate, în figura 1 sînt notate cu F_1, F_2 atît înfășurările motorului cît și semnalele lor de comandă).

În funcționare normală curenții celor două înfășurări sînt defazați cu un sfert de perioadă. Semnul acestui defazaj determină sensul de rotație al motorului (fig. 2).

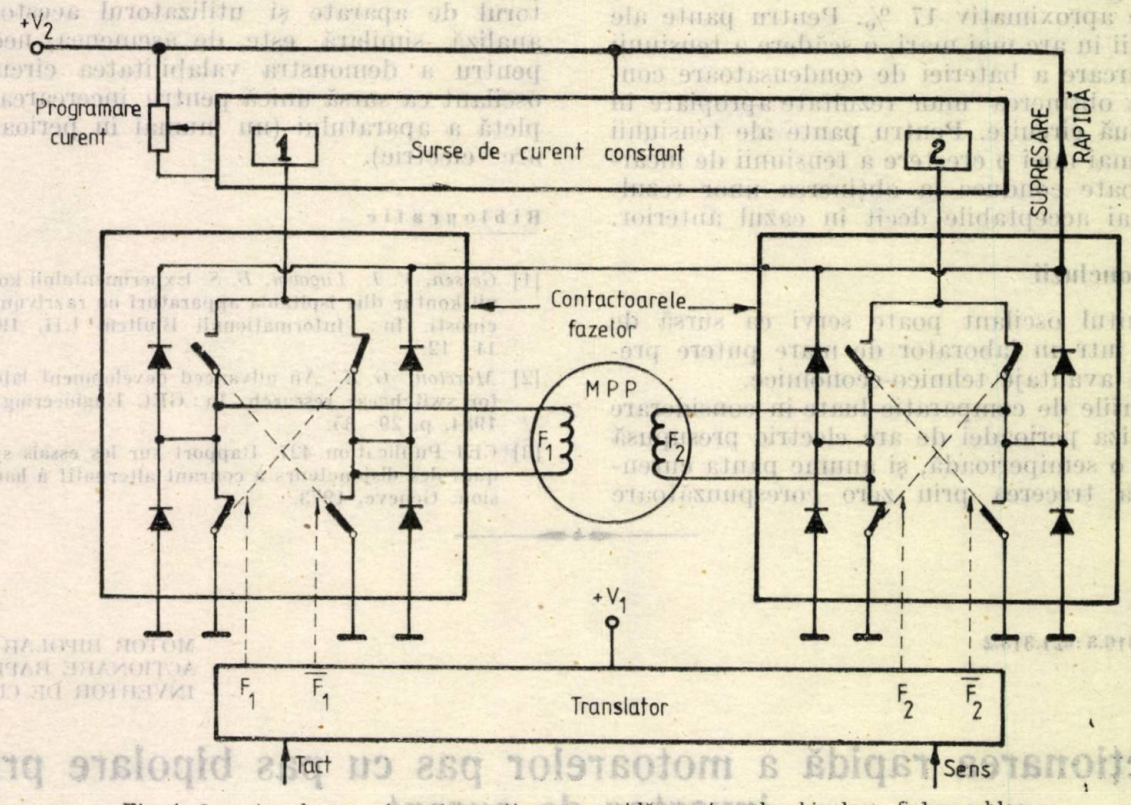


Fig. 1. Invertor de curent pentru acționarea rapidă a motoarelor bipolare. Schema-bloc.

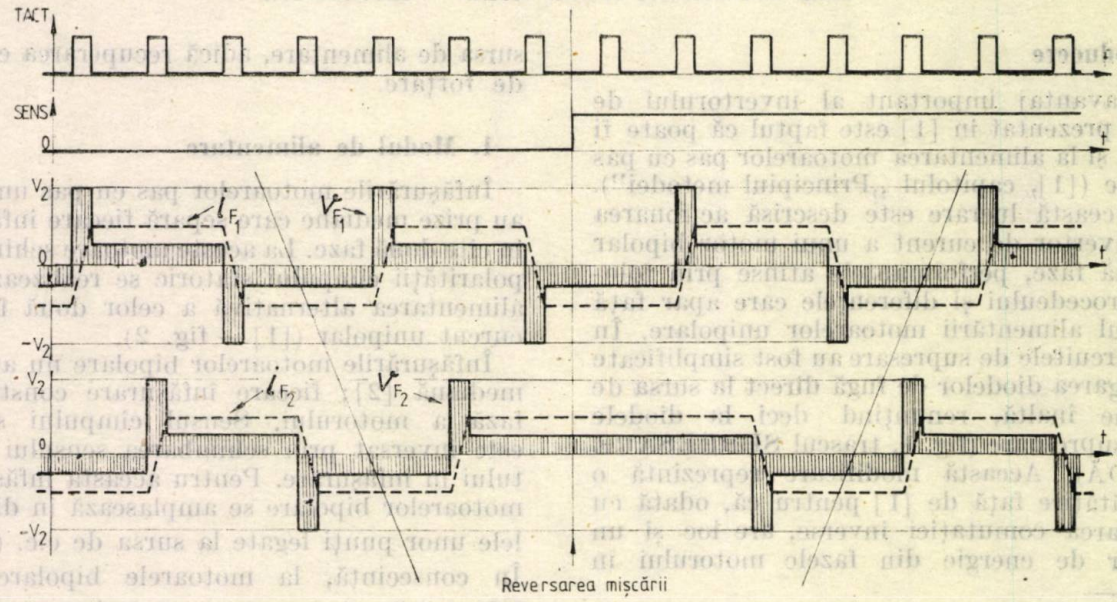


Fig. 2. Secvențele de alimentare ale unui motor bipolar cu două faze înainte și după schimbarea sensului de rotație.

În prezent există numeroase circuite integrate specializate pentru comanda motoarelor bipolare. Ele oferă și alte facilități, cum este, de exemplu, înjumătățirea electronică a pasului [3, 2].

2. Circuitele de comandă ale invertorului

Scopul invertorului de curent este depășirea frecvenței maxime de sincronism, dată în catalogul motorului, pe seama tensiunii de alimentare mărite. Pentru comanda invertorului a fost proiectat un oscilator VCO cu CI566 (stud. F. Frunză) și, în perspectiva unor aplicații de poziționare, a fost experimentată și comanda cu un microsistem bazat pe Z80 (stud. E. Kövesi, proiect de diplomă, 1987).

În figura 3 sînt prezentate circuitele de izolare optică folosite la interfața cu microsistemul.

Cu un motor Philips 9904 112 27201 [2] s-a obținut o frecvență maximă de mers de 11 kHz; aceasta justifică plasarea unui optocuplor rapid în calea de tact de la microsistem.

În varianta analogică, profilul frecvență/timp dorit (fig. 8) s-a obținut simplu cu integratorul dublă rampă din figura 4 (mod de lucru MANUAL) și respectiv cu circuitul din figura 5 în mod AUTOMAT.

Translatorul CMOS folosit a fost prezentat anterior ([1] — fig. 4).

3. Schema electrică a invertorului

Este dată în figura 6 și se compune din următoarele blocuri:

— cele două punți pentru alimentarea fazelor motorului, realizate cu tranzistoarele 2N 3442;

— punțile supresoare, realizate cu diodele rapide 6DRR2P;

— cele două generatoare de curent constant, în care tranzistorul compus echivalează cu un *pnp*.

Introducînd un ampermetru de c.c. între borna AMP de sus și masă, se calibrează, din potențiometrul de 500 Ω, curentul nominal într-una din faze (0,5A la motorul menționat), și se procedează identic pentru faza a doua.

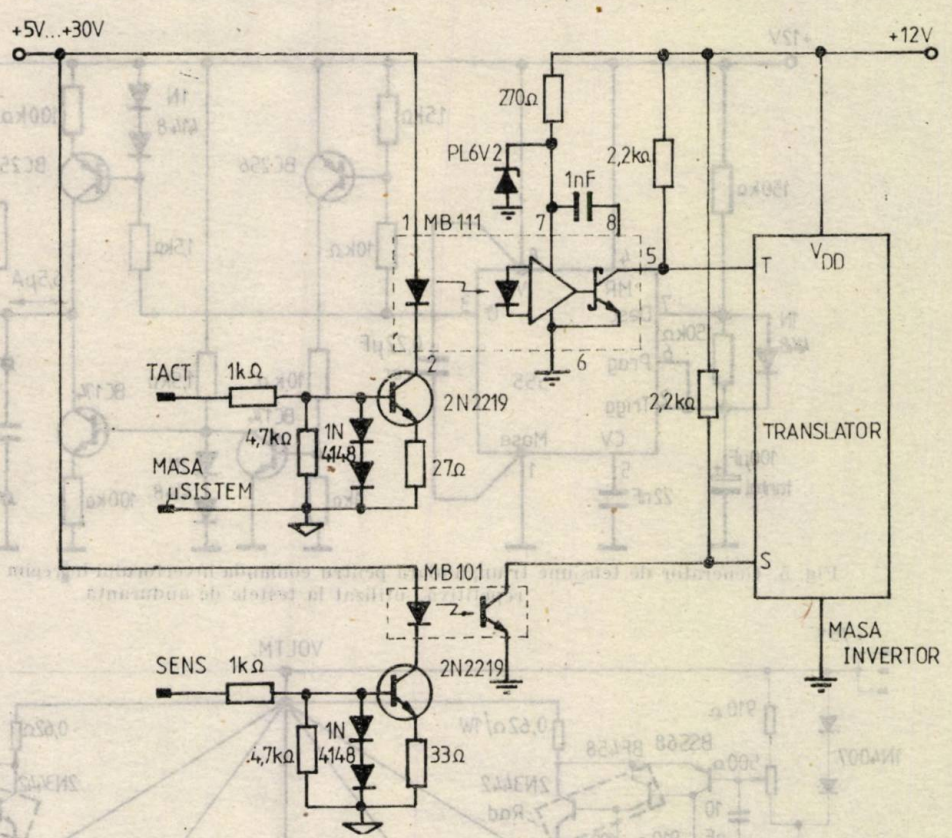


Fig. 3. Circuitele de izolare optică față de microsistem.

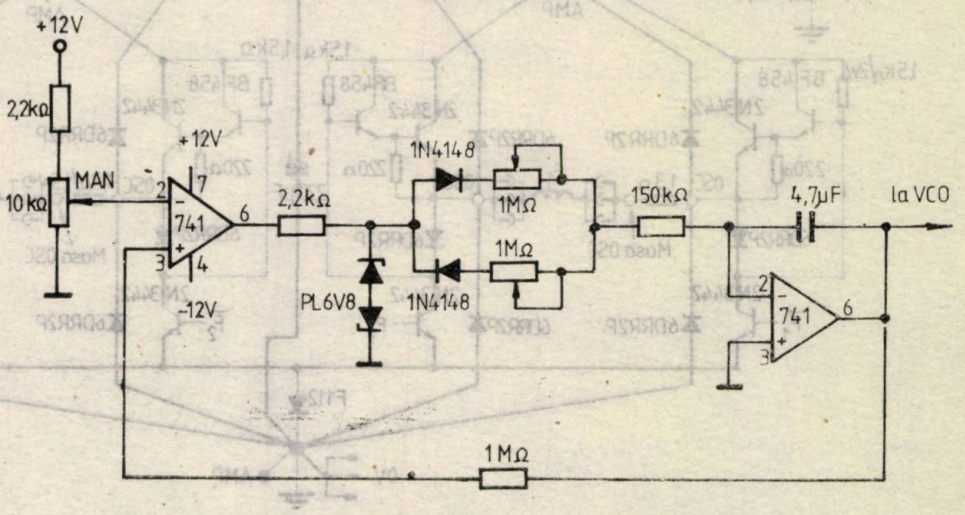


Fig. 4. Integrator dublă rampă pentru comanda manuală a turației.

Condensatoarele de 10nF (opționale) reduc pericolul oscilațiilor parazite.

Întrucît translatorul generează secvență de comandă unipolară, pentru invertor s-a ales o configurație în care tranzistoarele din brațele de sus ale punților sînt comandate de cele din brațele de jos. Într-adevăr, conducția oricărui tranzistor de jos comandă deschiderea diodei în serie cu faza motorului, și deci blocarea Darlingtonului corespunzător. Acest interblocaj între tranzistoarele de jos și Darlingtoanele cu care sînt înseriate asigură funcționarea lor în contratimp și exclude scurtcircuitarea sursei de alimentare. De altfel, curentul de scurtcircuit este limitat prin generatoarele de curent constant.

Rezistoarele de 1,5 kΩ/2W deschid puternic Darlingtoanele, așa că nu a fost necesară prevederea unui radiator pentru aceste grupuri (fig. 10). Pe generatoarele de curent constant, însă, se disipă circa 40W la tensiunea de alimentare de 75 V, de aici necesitatea radiatorului.

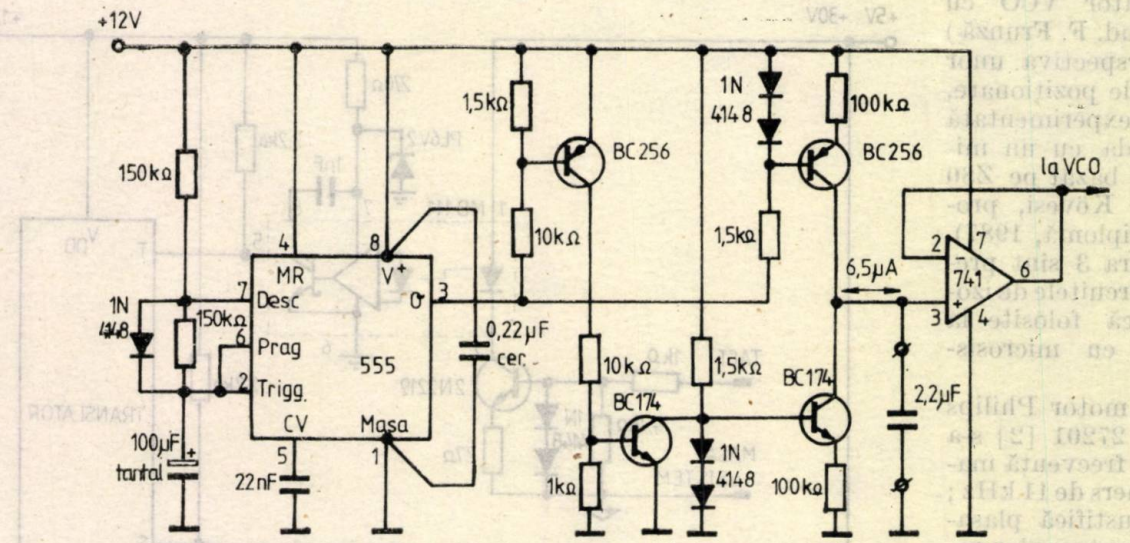


Fig. 5. Generator de tensiune triunghiulară pentru comanda invertorului în regim de accelerare-decelerare repetitivă, utilizat la testele de anduranță.

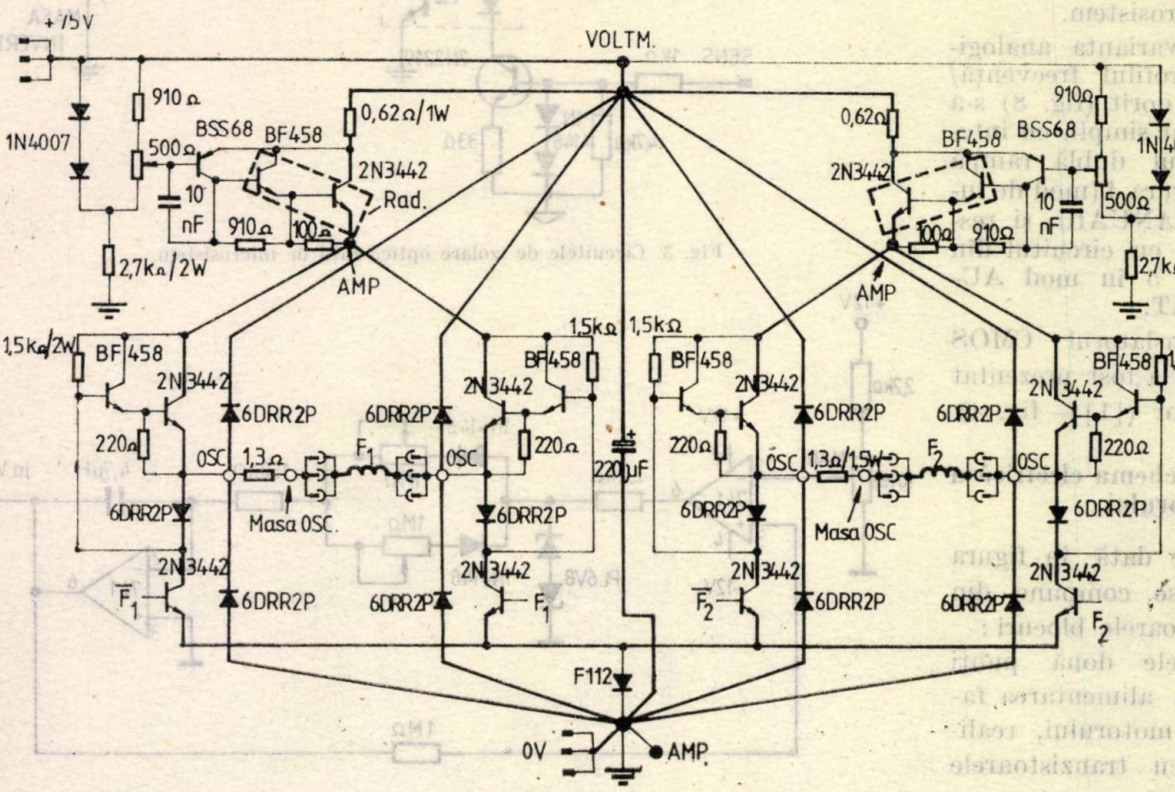


Fig. 6. Schema electrică a nvertorului.

La schimbarea sensului curentului fazei se deschid diodele de fugă corespunzătoare și se transferă energie din înfășurare în sursa de alimentare. Pentru înmagazinarea acestei energii pînă la tactul următor, a fost prevăzut condensatorul de 220 μF.

Dioda *F* 112 face ca tranzistoarele de jos să fie blocate cu $v_{BE} \approx -1$ V, o ușoară margine de zgomot ce conferă siguranță în funcționare.

Tensiunea și curentul fazei pot fi vizualizate concomitent dacă se flotează osciloscopul prin legarea masei sale în punctul MASA OSC. În acest fel a fost obținută oscilograma din figura 7. S-a ales o frecvență de mers suficient de joasă ca să poată fi distinse ambele regimuri: comutația forțată și menținerea curentului.

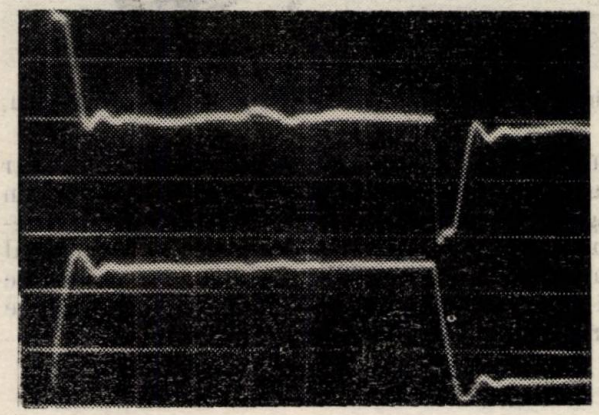


Fig. 7. Forme de undă obținute la frecvență joasă (70 Hz): sus: tensiunea pe fază — 30 V/div; jos: curentul în fază — 0,5 A/div; baza de timp: 5ms/div.

Tensiunea înaltă folosită la forțare o depășește cu mult pe cea de menținere — practic insesizabilă. Supracreșterile inițiale în forma de undă a tensiunii de fază corespund supresării cu recuperare de energie, cînd tensiunea pe fază atinge valoarea maximă: tensiunea de alimentare plus căderea de tensiune pe două diode în conducție directă. Viteza de variație a tensiunii pe fază este limitată de condensatorul de 10 nF din generatorul de curent constant; viteza de creștere a curentului fazei însă, nu este sensibil afectată. De altfel, la frecvențe înalte, cînd condensatorul respectiv rămîne permanent încărcat, acest efect dispare (fig. 9b).

4. Rezultate experimentale

Cu un motor bifazat avînd frecvența maximă (slew-rate) de 5 kHz s-a obținut caracteristica de lansare din figura 8, adică o frecvență maximă de sincronism de 11 kHz. Pentru aceasta, tensiunea de forțare a motorului a fost mărită de la 45 V [2] la 75 V. Creșterea în continuare a tensiunii de alimentare, chiar peste 135 V, nu a permis mărirea frecvenței maxime de sincronism.

Principalele caracteristici ale motorului acționat sînt:

— unghiul de pas: 7° 30';
— puterea absorbită: 3,75 W;
— cuplul static sincronizant: 170 mNm;
— frecvența maximă de start/stop: 450 Hz;
— frecvența maximă la alimentare cu 45 V: 5 000 Hz;
— rezistența medie a fazei: 7,5 Ω;
— inductivitatea medie a fazei: 90 mH;
— curentul nominal în înfășurare: 500 mA.

Motorul a fost pus la dispoziție de ing. Dan Popescu de la Observatorul Astronomic din Cluj-Napoca.

În figura 9 sînt date forme de undă tipice ale tensiunii și curentului fazei la frecvențe joase (135 Hz — sus) și înalte (11 kHz — jos)

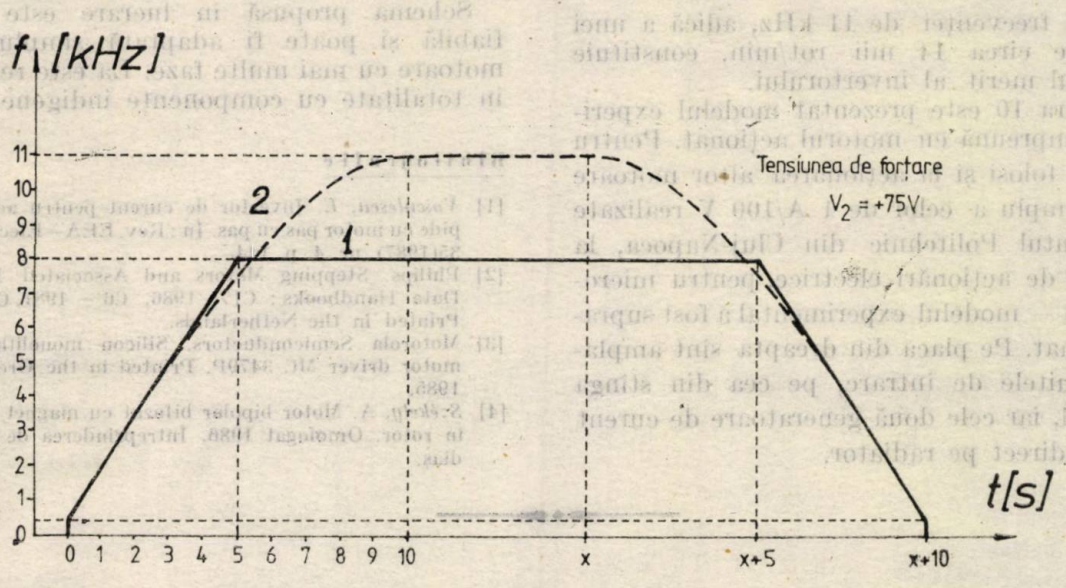


Fig. 8. Caracteristici dinamice obținute experimental cu invertorul din figura 6 și motorul 9904 112 27201.

Pentru evidențierea forțării cele două semnale au fost suprapuse. Se observă scăderea conținutului de armonici ale curentului odată cu creșterea frecvenței: la frecvențe de comandă înalte, cînd se aplică fazei tensiunea maximă disponibilă, curentul este aproape sinusoidal

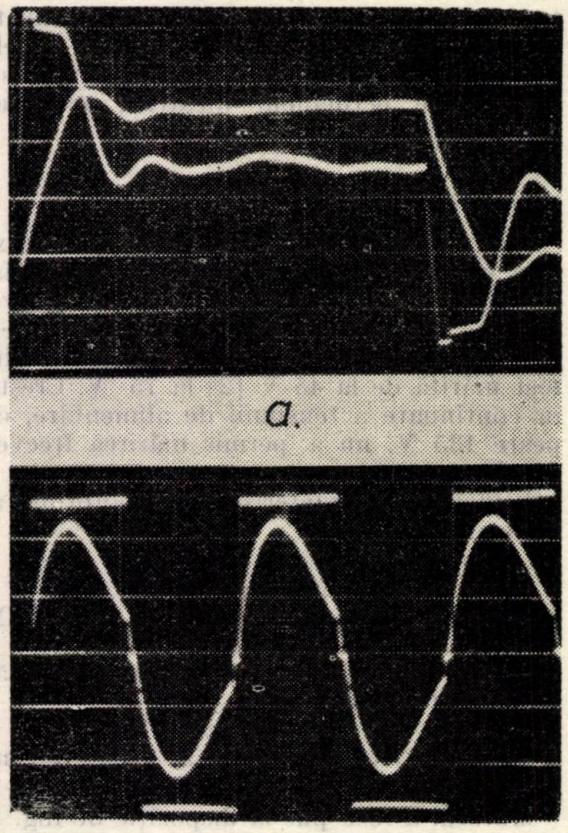


Fig. 9. Forme de undă tipice ale tensiunii și curentului fazei la frecvențe joase (a) și înalte (b): a — tensiunea: 25V/div, curentul: 0,37A/div, baza de timp: 2ms/div; b — tensiunea (dreptunghiulară): 25 V/div, curentul: 0,12A/div, baza de timp: 0,1 ms/div.

Atingerea frecvenței de 11 kHz, adică a unei turații de circa 14 mii rot/min, constituie principalul merit al invertorului.

În figura 10 este prezentat modelul experimental, împreună cu motorul acționat. Pentru a-l putea folosi și la acționarea altor motoare — de exemplu a celor de 1 A/100 V realizate în Institutul Politehnic din Cluj-Napoca, la colectivul de acționări electrice, pentru microroboți [4] — modelul experimental a fost supradimensionat. Pe placa din dreapta sînt amplasate circuitele de intrare, pe cea din stînga invertorul, iar cele două generatoare de curent constant direct pe radiator.

Invertorul realizat a fost folosit și la testarea motoarelor sus-menționate în funcționarea de durată. Pentru aceasta oscilatorului comandat

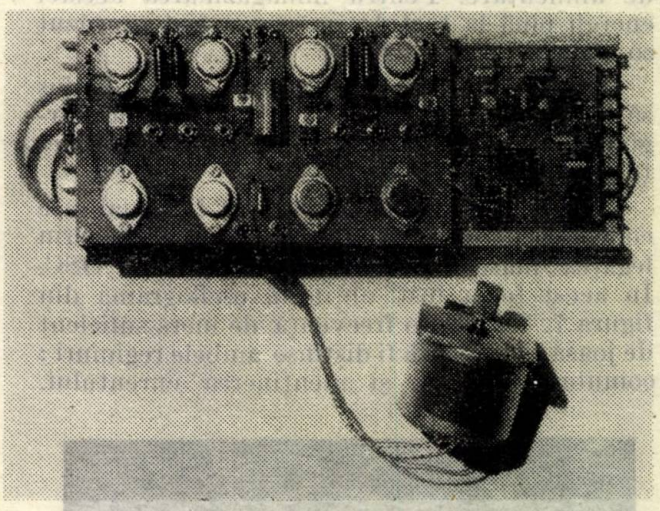


Fig. 10. Modelul experimental împreună cu motorul acționat.

în tensiune i s-a aplicat semnal triunghiular cu perioada de 20 s, generat cu circuitul din figura 5. În acest mod de lucru (3 cicluri accelerare-decelerare pe minut), regimul termic al invertorului s-a stabilizat după cîteva minute și s-a menținut satisfăcător după mai multe ore de funcționare.

5. Concluzii

În cazul acționărilor rapide cu motoare pas cu pas de mică putere alimentarea prin invertor de curent este avantajoasă atît în cazul motoarelor unipolare, cît și a celor bipolare.

Prin creșterea tensiunii de alimentare și limitarea curentului se obțin frecvențe înalte de sincronism.

Schema propusă în lucrare este simplă, fiabilă și poate fi adaptată simplu pentru motoare cu mai multe faze. Ea este realizabilă în totalitate cu componente indigene.

Bibliografie

[1] *Voiculescu, E.* Invertor de curent pentru acționări rapide cu motor pas cu pas. În: Rev. EEA—Electrotehnica, 35(1987), nr. 4, p. 144.

[2] Philips. Stepping Motors and Associated Electronics Data Handbooks: C17—1986, C6 — 1981, CM6—1977. Printed in the Netherlands.

[3] Motorola Semiconductors. Silicon monolithic stepper motor driver MC 3479P. Printed in the Great-Britain, 1985.

[4] *Székely, A.* Motor bipolar bifazat cu magnet permanent în rotor. Omologat 1986, Întreprinderea de relee, Mediaș.

CZ 538.551.2:621.3.31

PROCESE DE ELECTROD RAPIDE
STUDIU CINETIC

Analiza metodei treptei de tensiune de electrod "măsurată" pentru procese de electrod rapide

ION MITRACHE* — CLUJ-NAPOCA

În lucrare se prezintă analiza metodei treptei de tensiune de electrod „măsurată" pentru studiul cinetic al proceselor de electrod rapide. Se deduc metode (la momente t „mici", „nu prea mici", „mari", „nu prea mari") pentru determinarea intensității curentului de schimb; curba intensitatea curentului total — timp obținîndu-se prin oscilografiere. Se iau în considerare difuzia nestaționară, căderea ohmică de tensiune și influența capacității diferențiale a stratului dublu electric. Analiza se referă la procese fără adsorbție specifică a reactanților.

Se consideră procesul simplu de electrod:

Oxidant + $ne^- \rightleftarrows$ Reducător,

la echilibru (e).

Se presupune că la momentul inițial $t = 0$ se modifică, prin treapta $\Delta u_m = \Delta u_{i,s,m}$ de modul mic (cîțiva mV) [1], tensiunea de electrod „măsurată" [2] de la valoarea $U_{m,e}$ la $U_{m,e} + \Delta u_m = u_m$ (constantă în timp, pentru $t \geqslant 0$), deci se modifică și tensiunea imprimată suplimentară „măsurată" [2] de la $U_{i,s,m,e} (= 0)$ la $U^i_{,s,m,e} + \Delta u_{i,s,m} = u_{i,s,m}$ (constantă în timp, pentru $t \geqslant 0$) [1]. Corespunzător, tensiunea (diferența de potențial) de electrod variază de la U_e la $U_e + \Delta u(t) = u\ (t)$, iar supratensiunea totală, adică tensiunea imprimată suplimentară [2, 3] variază de la $U_{i,s,e} (= 0)$ la $U_{i,s,e} + \Delta u_{i,s}(t) = u_{i,s}(t)$.

Se consideră cazul electrodului de lucru cu suprafață plană în contact cu electrolitul (electrod „plan)" și transferul de masă controlat prin difuzie liniară nestaționară nemărginită într-un singur sens [1, 4] (difuzie liniară „semiinfinită"). Migrarea (conducția) speciilor ionice participante la reacția de electrod este minimalizată prin concentrația suficient de înaltă a electrolitului-suport [5]. Soluția este neagitată și convecția naturală este neglijabilă [5].

Într-o lucrare anterioară [1], corespunzător celor trei cazuri studiate în lucrarea [1], s-au dedus:

1. Cazul în care ecuația $P_3(z) = z^3 + \alpha z^2 + \left(\beta + \frac{1}{R_0 C}\right) z + \frac{\alpha}{R_0 C} = 0$ are trei rădăcini simple:

$$z_1 = -a,\ z_2 = -b,\ z_3 = -c;$$

$$a + b + c = \alpha,\ ab + bc + ca = \beta + \frac{1}{R_0 C},$$

$$abc = \frac{\alpha}{R_0 C}, \tag{1}$$

unde:

$$\alpha = \frac{I_0}{nFA}\left(\frac{1}{C_{0x,v} D_{Ox}^{1/2}} + \frac{1}{C_{Red,v} D_{Red}^{1/2}}\right); \tag{2}$$

$$\beta = \frac{nF}{RT}\frac{I_0}{C}, \tag{3}$$

în care I_0 este intensitatea curentului de schimb ($I_0 = J_0 A$; J_0 fiind densitatea curentului de schimb, iar A-aria interfeței electrod/electrolit); n — numărul electronilor transferați în reacția de electrod; F — numărul lui Faraday; $C_{0x,v}$, $C_{Red,v}$ — concentrațiile reactanților în faza de volum a electrolitului; D_{0x}, D_{Red} — coeficienții de difuzie ai reactanților; R — constanta universală a gazelor; T — temperatura absolută; C — capacitatea diferențială a stratului dublu electric, „în jurul echilibrului"; R_0 — rezistența (ohmică) a electrodului de lucru și a electrolitului care se află între electrodul de lucru și capilara Luggin [iar în cazul unei celule avînd ca electrod auxiliar un electrod nepolarizabil, R_0 este rezistența (ohmică) totală a celulei și a circuitului celulei [5, 6].

În acest caz, pentru intensitatea curentului total $i(t)$, tensiunea imprimată suplimentară $u_{i,s}(t)$, intensitatea curentului de încărcare a stratului dublu electric $i_C(t)$ și intensitatea curentului faradaic $i_f(t)$, se obțin ecuațiile [1]:

$$i(t) = -\frac{u_{i,s,m}}{R_0}\left[\frac{a\alpha - a^2 - \beta}{(a-b)(c-a)} \exp(a^2 t)\, \mathrm{erfc}(at^{1/2}) + \right.$$

$$+ \frac{b\alpha - b^2 - \beta}{(a-b)(b-c)} \exp(b^2 t)\, \mathrm{erfc}(bt^{1/2}) +$$

$$\left. + \frac{c\alpha - c^2 - \beta}{(b-c)(c-a)} \cdot \exp(c^2 t)\, \mathrm{erfc}(c^2 t^{1/2})\right];$$

$$i(0) = -\frac{u_{i,s,m}}{R_0}, \tag{4}$$

* *Mitrache Ion* — Universitatea Cluj-Napoca, Facultatea de Tehnologie Chimică

curentul total, la $t = 0$, fiind controlat de rezistența (ohmică) R_0.

$$u_{i,s}(t) = u_{i,s,m} + R_0 i(t) =$$

$$= u_{i,s,m}\left[1 - \frac{a\alpha - a^2 - \beta}{(a-b)(c-a)} \exp(a^2 t)\cdot\right.$$

$$\cdot \operatorname{erfc}(at^{1/2}) - \frac{b\alpha - b^2 - \beta}{(a-b)(b-c)} \cdot \exp(b^2 t) \operatorname{erfc}(bt^{1/2}) -$$

$$\left. - \frac{c\alpha - c^2 - \beta}{(b-c)(c-a)} \cdot \exp\cdot(c^2 t) \operatorname{erfc}(ct^{1/2})\right]; \; u_{i,s}(0) = 0 \cdot \tag{5}$$

$$i_C(t) = -C\frac{du(t)}{dt} = -C\frac{du_{i,s}(t)}{dt} = -R_0 C\frac{di(t)}{dt} =$$

$$= -\frac{u_{i,s,m}}{R_0}\left[\frac{a(b+c)}{(a-b)(c-a)} \exp(a^2 t) \operatorname{erfc}(at^{1/2}) +\right.$$

$$+ \frac{b(c+a)}{(a-b)(b-c)} \cdot \exp(b^2 t) \operatorname{erfc}(bt^{1/2}) +$$

$$\left. + \frac{c(a+b)}{(c-a)(b-c)} \exp(c^2 t) \operatorname{erfc}(ct^{1/2})\right];$$

$$i_C(0) = -\frac{u_{i,s,m}}{R_0} = i(0), \tag{6}$$

$$i_f(t) = i(t) - i_C(t) =$$

$$= \beta\frac{u_{i,s,m}}{R_0}\left[\frac{1}{(a-b)(c-a)} \exp(a^2 t) \operatorname{erfc}(at^{1/2}) +\right.$$

$$+ \frac{1}{(a-b)(b-c)} \exp(b^2 t) \operatorname{erfc}(bt^{1/2}) +$$

$$\left. + \frac{1}{(b-c)(c-a)} \cdot \exp\cdot(c^2 t) \operatorname{erfc}(ct^{1/2})\right]; \; i_f(0) = 0. \tag{7}$$

2. Cazul în care ecuația $P_3(z) = 0$ are o rădăcină simplă și o rădăcină dublă:

$$z_1 = -q, \; z_2 = z_3 = -r;$$

$$q + 2r = \alpha, \; r(2q + r) = \beta +$$

$$+ \frac{1}{R_0 C}, \; qr^2 = \frac{\alpha}{R_0 C}. \tag{8}$$

În acest caz, pentru mărimile $i(t)$, $u_{i,s}(t)$, $i_C(t)$, $i_f(t)$, [1] se obțin ecuațiile:

$$i(t) = -\frac{u_{i,s,m}}{R_0(q-r)}\left\{2(r^2 - r\alpha + \beta)\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2} +\right.$$

$$+ \frac{\beta - 2qr}{q-r} \exp(q^2 t)\cdot \operatorname{erfc}(qt^{1/2}) -$$

$$- \left[2r(r^2 - r\alpha + \beta)t - \frac{q^2 + r^2 - \beta}{q-r}\right] \exp(r^2 t)\cdot$$

$$\left.\cdot \operatorname{erfc}(rt^{1/2})\right\}; \; i(0) = -\frac{u_{i,s,m}}{R_0}, \tag{9}$$

$$u_{i,s}(t) = u_{i,s,m}\left\{1 - \frac{1}{q-r}\left\{2(r^2 - r\alpha + \beta)\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2} +\right.\right.$$

$$+ \frac{\beta - 2qr}{q-r} \exp(q^2 t) \operatorname{erfc}(qt^{1/2}) -$$

$$- \left[2r(r^2 - r\alpha + \beta)t - \frac{q^2 + r^2 - \beta}{q-r}\right]\cdot$$

$$\left.\left.\cdot \exp(r^2 t) \operatorname{erfc}(rt^{1/2})\right\}\right\}; \; u_{i,s}(0) = 0, \tag{10}$$

$$i_C(t) = -\frac{u_{i,s,m}}{R_0(q-r)} - 2r(q+r)\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2} -$$

$$- \frac{2qr}{q-r} \exp(q^2 t)\cdot \operatorname{erfc}(qt^{1/2}) +$$

$$+ \left[2r^2(q+r)t + \frac{q^2 + r^2}{q-r}\right] \exp(r^2 t) \operatorname{erfc}(rt^{1/2})\Big\};$$

$$i_C(0) = -\frac{u_{i,s,m}}{R_0} = i(0), \tag{11}$$

$$i_f(t) = -\frac{u_{i,s,m}}{R_0(q-r)}\left[2(r^2 + qr + \beta)\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2} +\right.$$

$$+ \frac{\beta}{q-r} \exp(q^2 t)\cdot \operatorname{erfc}(qt^{1/2}) -$$

$$\left. - \beta\left(2rt + \frac{1}{q-r}\right) \exp(r^2 t) \operatorname{erfc}(rt^{1/2})\right];$$

$$i_f(0) = 0. \tag{12}$$

3. Cazul în care ecuația $P_3(z) = 0$ are o rădăcină triplă :

$$z_1 = z_2 = z_3 = -k;$$

$$3k = \alpha,\ 3k^2 = \beta + \frac{1}{R_0C},\ k^3 = \frac{\alpha}{R_0C}. \quad (13)$$

În acest caz, pentru mărimile $i(t)$, $u_{i,s}(t)$, $i_C(t)$, $i_f(t)$, [1] se obțin ecuațiile :

$$i(t) = -\frac{u_{i,s,m}}{R_0}\left[2k\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2}\left(-\frac{2}{3}k^2t + 1\right) + \right.$$

$$\left. + \left(\frac{4}{3}k^4t^2 - \frac{4}{3}k^2t + 1\right)\exp(k^2t)\,\mathrm{erfc}\,(kt^{1/2})\right];$$

$$i(0) = -\frac{u^{i}{}_{,s,m}}{R_0}, \quad (14)$$

$$u_{i,s}(t) = u_{i,s,m}\left[1 - 2k\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2}\left(-\frac{2}{3}k^2t+1\right) - \right.$$

$$\left. - \left(\frac{4}{3}k^4t^2 - \frac{4}{3}k^2t + 1\right)\exp(k^2t)\,\mathrm{erfc}(kt^{1/2})\right];$$

$$u_{i,s}(0) = 0, \quad (15)$$

$$i_C(t) = -\frac{u_{i,s,m}}{R_0}\left[2k\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2}(2k^2t + 1) - \right.$$

$$\left. - (4k^4t^2 + 4k^2t - 1)\cdot\exp(k^2t)\,\mathrm{erfc}\,(kt^{1/2})\right];$$

$$i_C(0) = -\frac{u_{i,s,m}}{R_0} = i(0), \quad (16)$$

$$i_f(t) = \frac{8k^2u_{i,s,m}}{3R_0}t\left[2k\left(\frac{t}{\pi}\right)^{1/2} - \right.$$

$$\left. - (2k^2t + 1)\exp(k^2t)\cdot\mathrm{erfc}\,(kt^{1/2})\right];\ i_f(0) = 0. \quad (17)$$

Mărimile R_0, C se pot determina, cu ajutorul curbei $i-t$ înregistrată oscilografic, după metodele deduse în lucrarea [1], respectiv așa cum se arată în prezenta lucrare, capitolul concluzii.

Metode pentru determinarea intensității curentului de schimb

Din oricare dintre ecuațiile (4), (9), (14), dezvoltînd în serii exponențialele și funcțiile de eroare, folosind respectiv (1), (8), (13), și înlocuind (2), (3), se obține :

$$i(t) = -\frac{u_{i,s\,m}}{R_0}\left[1 - \frac{1}{R_0C}t + \frac{1}{2R_0^2C^2}\left(1 + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{nF}{RT}R_0I_0\right)t^2 - \frac{8}{15\sqrt{\pi}}\frac{I_0^2}{R_0C^2ART}\left(\frac{1}{C_{0x,v}D_{Ox}^{1/2}} + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{1}{C_{Red,v}D_{Red}^{1/2}}\right)t^{5/2} + \ldots\right]. \quad (18)$$

Pentru mărimile $u_{i,s}(t)$, $i_C(t)$, $i_f(t)$ se obțin ecuațiile :

$$u_{i,s}(t) = u_{i,s,m} + R_0i(t) =$$

$$= \frac{u_{i,s,m}}{R_0C}t\left[1 - \frac{1}{2R_0C}\left(1 + \frac{nF}{RT}R_0I_0\right)t + \right.$$

$$\left. + \frac{8}{15\sqrt{\pi}}\frac{I_0^2}{\mathrm{CART}}\left(\frac{1}{C_{0x,v}D_{Ox}^{1/2}} + \frac{1}{C_{Red,v}D_{Red}^{1/2}}\right)t^{3/2} - \right.$$

$$\left. - \ldots\right], \quad (19)$$

$$i_C(t) = -C\frac{du_{i,s}(t)}{dt} = -R_0C\frac{di(t)}{dt} = -$$

$$= -\frac{u_{i,s,m}}{R_0}\left[1 - \frac{1}{R_0C}\left(1 + \frac{nF}{RT}R_0I_0\right)t + \right.$$

$$\left. + \frac{4}{3\sqrt{\pi}}\frac{I_0^2}{\mathrm{CART}}\left(\frac{1}{C_{0x,v}D_{Ox}^{1/2}} + \frac{1}{C_{Red,v}D_{Red}^{1/2}}\right)t^{3/2} - \right.$$

$$\left. - \ldots\right], \quad (20)$$

$$i_f(t) = i(t) - i_C(t) =$$

$$= -\frac{u_{i,s,m}}{R_0C}\frac{nF}{RT}I_0t\left[1 - \frac{4}{3\sqrt{\pi}}\frac{I_0}{nFA}\left(\frac{1}{C_{0x,v}D_{Ox}^{1/2}} + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{1}{C_{Red,v}D_{Red}^{1/2}}\right)t^{1/2} + \ldots\right]. \quad (21)$$

Din ecuația (18) rezultă că *pentru valori „mici" ale lui* t și anume, pentru care $\frac{16}{15\sqrt{\pi}}\frac{R_0I_0^2}{\mathrm{ART}\left(1 + \frac{nF}{RT}R_0I_0\right)}\cdot\left(\frac{1}{C_{0x,v}D_{Ox}^{1/2}} + \right.$ $\left. + \frac{1}{C_{Red,v}D_{Red}^{1/2}}\right)t^{1/2} \ll 1$ (deci pentru care se poate neglija influența difuziei nestaționare, cu toate că apriori s-a luat în considerare și

difuzia nestaționară, și $\frac{1}{R_0C}\left(1+\frac{nF}{RT}R_0I_0\right)\cdot t<1$, se poate considera dependență pătratică (parabolică) a lui i de t [dependență care se obține și în cazul în care apriori se neglijează efectul difuziei nestaționare (pentru momente mici) [2]], curentul total fiind conrolat de R_0, C, I_0 (conductanța transferului de sarcină, $\frac{nF}{RT}I_0$, [2]), și,deci, *se poate considera că* $\frac{di(t)}{dt}$ *variază liniar cu* t, *iar din panta dreptei egală cu*,, $-\frac{u_{i,s,m}}{R_0^3C^2}\cdot\left(1+\frac{nF}{RT}R_0I_0\right)$'' *se determină imediat intensitatea curentului de schimb* I_0. Se menționează că, la trasarea prin oscilografiere a curbei $i-t$, la determinarea lui I_0, nu trebuie să se considere valori ,,foarte mici'' ale lui t, deoarece pentru $\frac{1}{2R_0C}\left(1+\frac{nF}{RT}R_0I_0\right)t\ll 1$ rezultă, din ecuația (18), că se poate considera că intensitatea i variază liniar cu t și că este independentă de I_0, curentul total fiind controlat de R_0, C.

Din ecuația (18) rezultă că, *pentru valori ,,nu prea mici'' ale lui* t, curentul total este controlat difuziv și de R_0, C, I_0 și că *se poate considera că* $\frac{d^2i(t)}{dt^2}=h(t^{1/2})$ *variază liniar cu* $t^{1/2}$,*iar din panta dreptei egală cu* $\frac{2u_{i,s,m}}{\sqrt{\pi}R_0^2C^2}\frac{I_0^2}{ART}\left(\frac{1}{C_{0x,v}D_{0x}^{1/2}}+\frac{1}{C_{Red,v}D_{Red}^{1/2}}\right)$ *se determină imediat intensitatea curentului de schimb* I_0, *iar prin extrapolare la* $t^{1/2}=0$, *se obține intersecția*,, $-\frac{u_{i,s,m}}{R_0^3C^2}\cdot\left(1+\frac{nF}{RT}R_0I_0\right)$''*din care se determină, de asemenea, imediat intensitatea curentului de schimb* I_0.

Din oricare dintre ecuațiile (4), (9), (14), pentru t ,,lung'', dezvoltînd funcțiile de eroare complementare, folosind (1), (8), (13), și înlocuind (2), (3), se obține :

$$i(t)=-\frac{u_{i,s,m}}{\sqrt{\pi}}\frac{An^2F^2}{RT}\left(\frac{1}{C_{0x,v}D_{0x}^{1/2}}+\frac{1}{C_{Red,v}D_{Red}^{1/2}}\right)^{-1}t^{-1/2}\cdot\left\{1-\frac{1}{2}\left[(nFA)^2\left(\frac{1}{I_0}+\frac{nF}{RT}R_0\right)^2\left(\frac{1}{C_{0x,v}D_{0x}^{1/2}}+\frac{1}{C_{Red,v}D_{Red}^{1/2}}\right)^{-2}-2R_0C\right]t^{-1}+\frac{3}{4}\left\{\left[(nFA)^2\left(\frac{1}{I_0}+\frac{nF}{RT}R_0\right)^2\left(\frac{1}{C_{0x,v}D_{0x}^{1/2}}+\frac{1}{C_{Red,v}D_{Red}^{1/2}}\right)^{-2}-2R_0C\right]^2+R_0C\left[2\left(\frac{nFA}{I_0}\right)^2\left(1+\frac{nF}{RT}R_0I_0\right)\left(\frac{1}{C_{0v,x}D_{0x}^{1/2}}+\frac{1}{C_{Red,v}D_{Red}^{1/2}}\right)^{-2}-R_0C\right]\right\}t^{-2}-\ldots\right\}=i_1(t^{-1/2}). \quad (22)$$

Pentru mărimile $u_{i,s}(t)$, $i_c(t)$, $i_f(t)$ se obțin ecuațiile :

$$u_{i,s}(t)=u_{i,s,m}\left\{1-\frac{R_0}{\sqrt{\pi}}\frac{An^2F^2}{RT}\left(\frac{1}{C_{0x,v}D_{0x}^{1/2}}+\frac{1}{C_{0x,v}D_{Red}^{1/2}}\right)^{-1}t^{-1/2}\cdot\left\{1-\frac{1}{2}\left[(nFA)^2\left(\frac{1}{I_0}+\frac{nF}{RT}R_0\right)^2\left(\frac{1}{C_{0x,v}D_{0x}^{1/2}}+\frac{1}{C_{Red,v}D_{Red}^{1/2}}\right)^{-2}-2R_0C\right]t^{-1}+\frac{3}{4}\left\{\left[(nFA)^2\left(\frac{1}{I_0}+\frac{nF}{RT}R_0\right)^2\left(\frac{1}{C_{0x,v}D_{0x}^{1)2}}+\frac{1}{C_{Red,v}D_{Qed}^{1)2}}\right)^{-2}-2R_0C\right]^2+R_0C\left[2\left(\frac{nFA}{I_0}\right)^2\left(1+\frac{nF}{RT}R_0I_0\right)\cdot\left(\frac{1}{C_{0x,v}D_{0x}^{1/2}}+\frac{1}{C_{Red,v}D_{Red}^{1/2}}\right)^{-2}-R_0C\right]\right\}t^{-2}-\ldots\right\}\right\}, \quad (23)$$

$$i_c(t)=-\frac{u_{i,s,m}}{2\sqrt{\pi}}\frac{An^2F^2}{RT}R_0C\left(\frac{1}{C_{0x,v}D_{0x}^{1/2}}+\frac{1}{C_{Red,v}D_{Red}^{1[2}}\right)^{-1}t^{-3/2}\cdot\left\{1-\frac{3}{2}\left[(nFA)^2\left(\frac{1}{I_0}+\frac{nF}{RT}R_0\right)^2\left(\frac{1}{C_{0x,v}D_{0x}^{1/2}}+\right.\right.\right.$$

$$+\frac{1}{C_{\mathrm{Red},v}D_{\mathrm{Red}}^{1/2}}\Big)^{-2}-2R_0C\Big]t^{-1}+$$

$$+\frac{15}{4}\left\{\left[(nFA)^2\left(\frac{1}{I_0}+\frac{nF}{RT}R_0\right)^2\cdot\right.\right.$$

$$\cdot\frac{1}{C_{0\mathrm{x},v}D_{0\mathrm{x}}^{1/2}}+\frac{1}{C_{\mathrm{Red},v}D_{\mathrm{Red}}^{1/2}}\Big)^{-2}-2R_0C\Big]^2+$$

$$+R_0C\left[2\left(\frac{nFA}{I_0}\right)^2\left(1+\frac{nF}{RT}R_0I_0\right)\left(\frac{1}{C_{0\mathrm{x},v}D_{0\mathrm{x}}^{1/2}}+\right.\right.$$

$$\left.\left.+\frac{1}{C_{\mathrm{Red},v}D_{\mathrm{Red}}^{1/2}}\Big)^{-2}-R_0C\right]\right\}t^{-2}-\ldots\Big\}, \quad (24)$$

$$i_{\mathrm{f}}(t)=-\frac{u_{\mathrm{i,s,m}}}{\sqrt{\pi}}\frac{An^2F^2}{RT}\left(\frac{1}{C_{0\mathrm{x},v}D_{0\mathrm{x}}^{1/2}}+\right.$$

$$\left.+\frac{1}{C_{\mathrm{Red},v}D_{\mathrm{Red}}^{1/2}}\right)^{-1}t^{-1/2}\cdot$$

$$\cdot\left\{1-\frac{1}{2}\left[(nFA)^2\left(\frac{1}{I_0}+\frac{nF}{RT}R_0\right)^2\left(\frac{1}{C_{0\mathrm{x},v}D_{0\mathrm{x}}^{1/2}}+\right.\right.\right.$$

$$\left.\left.+\frac{1}{C_{\mathrm{Red},v}D_{\mathrm{Red}}^{1/2}}\right)^{-2}\quad R_0C\right]t^{-1}+$$

$$+\frac{3}{4}\left\{\left[(nFA)^2\left(\frac{1}{I_0}+\frac{nF}{RT}R_0\right)^2\cdot\right.\right.$$

$$\cdot\left(\frac{1}{C_{0\mathrm{x},v}D_{0\mathrm{x}}^{1/2}}+\frac{1}{C_{\mathrm{Red},v}D_{\mathrm{Red}}^{1/2}}\right)^{-2}-2R_0C\Big]\cdot$$

$$\cdot\left[(nFA)^2\left(\frac{1}{I_0}+\frac{nF}{RT}R_0\right)2\cdot\left(\frac{1}{C_{\mathrm{ox},v}D_{\mathrm{ox}}^{1/2}}+\right.\right.$$

$$+\frac{1}{C_{\mathrm{Red},v}D_{\mathrm{Red}}^{1/2}}\Big)^{-2}-R_0C\Big)+R_0C\left[2\left(\frac{nFA}{I_0}\right)^2\cdot\right.$$

$$\cdot1+\frac{nF}{RT}R_0I_0\Big)\left(\frac{1}{C_{0\mathrm{x},v}D_{0\mathrm{x}}^{1/2}}+\frac{1}{C_{\mathrm{Red},v}D_{\mathrm{Red}}^{1/2}}\right)^{-2}-$$

$$\left.\left.-R_0C\right]\right\}t^{-2}-\ldots\Big\}=i_{1\mathrm{f}}(t^{-1/2}). \quad (25)$$

Din ecuația (22) rezultă că *pentru valori „mari" ale lui* t, și anume pentru care

$$\frac{2}{3}\left[(nFA)^2\left(\frac{1}{I_0}+\frac{nF}{RT}R_0\right)^2\left(\frac{1}{C_{0\mathrm{x},v}D_{0\mathrm{x}}^{1/2}}+\right.\right.$$

$$\left.+\frac{1}{C_{\mathrm{Red},v}D_{\mathrm{Red}}^{1/2}}\right)^{-2}-2R_0C\Big]\Big\{\Big[(nFA)^2\left(\frac{1}{I_0}+\right.$$

$$+\frac{nF}{RT}R_0\Big)^2\cdot\left(\frac{1}{C_{0\mathrm{x},v}D_{0\mathrm{x}}^{1/2}}+\frac{1}{C_{\mathrm{Red},v}D_{\mathrm{Red}}^{1/2}}\right)^{-2}-$$

$$-2R_0C\Big]^2+R_0C\Big[2\left(\frac{nFA}{I_0}\right)^2\cdot$$

$$\cdot\left(1+\frac{nF}{RT}R_0I_0\right)\left(\frac{1}{C_{0\mathrm{x},v}D_{0\mathrm{x}}^{1/2}}+\frac{1}{C_{\mathrm{Red},v}D_{\mathrm{Red}}^{1/2}}\right)^{-2}-$$

$$\left.-R_0C\Big]\right\}^{-1}\cdot t\gg1$$

și $\frac{2}{3}\left[(nFA)^2\left(\frac{1}{I_0}+\frac{nF}{RT}R_0\right)^2\left(\frac{1}{C_{0\mathrm{x},v}D_{0\mathrm{x}}^{1/2}}+\right.\right.$

$\left.\left.+\frac{1}{C_{\mathrm{Red},v}D_{\mathrm{Red}}^{1/2}}\right)^{-2}-2R_0C\right]^{-1}\cdot t>1$, se poate considera că i_1 depinde de $t^{-1/2}$ după o funcție de gradul trei, curentul total fiind controlat difuziv și de R_0, I_0, C, și, deci, *se poate considera că* $\frac{di_1(t^{-1/2})}{dt^{-1/2}}=f_1(t^{-1})$ *variază liniar cu* t^{-1}, *iar din panta dreptei egală cu* $\frac{3u_{\mathrm{i,s,m}}}{2\sqrt{\pi}}\frac{An^2F^2}{RT}\left(\frac{1}{C_{0\mathrm{x},v}D_{0\mathrm{x}}^{1/2}}+\frac{1}{C_{\mathrm{Red},v}D_{\mathrm{Red}}^{1/2}}\right)^{-1}\cdot$ $\cdot\left[(nFA)^2\left(\frac{1}{I_0}+\frac{nF}{RT}R_0\right)^2\left(\frac{1}{C_{0\mathrm{x},v}D_{0\mathrm{x}}^{1/2}}+\right.\right.$ $\left.\left.+\frac{1}{C_{\mathrm{Red},v}D_{\mathrm{Red}}^{1/2}}\right)^{-2}-2R_0C\right]$ *se determină imediat intensitatea curentului de schimb* I_0, iar prin extrapolare la $t^{-1}=0$, se obține intersecția „$-\frac{u_{\mathrm{i,s,m}}}{\sqrt{\pi}}\cdot\frac{An^2F^2}{RT}\left(\frac{1}{C_{0\mathrm{x},v}D_{0\mathrm{x}}^{1/2}}+\frac{1}{C_{\mathrm{Red},v}D_{\mathrm{Red}}^{1/2}}\right)^{-1}$", care se poate folosi la determinări analitice (spre exemplu la determinarea coeficientului de difuzie). De asemenea, în acest caz, *se poate considera că* $\frac{d^2i_1(t^{-1/2})}{\mathrm{d}(t^{-1/2})^2}$ *variază liniar cu* $t^{-1/2}$, *iar din panta dreptei egală cu* $\frac{3u_{\mathrm{i,s,m}}}{\sqrt{\pi}}\frac{An^2F^2}{RT}\cdot$ $\cdot\left(\frac{1}{C_{0\mathrm{x},v}D_{0\mathrm{x}}^{1/2}}+\frac{1}{C_{\mathrm{Red},v}D_{\mathrm{Red}}^{1/2}}\right)^{-1}\cdot$ $\cdot\left[(nFA)^2\left(\frac{1}{I_0}+\frac{nF}{RT}R_0\right)^2\left(\frac{1}{C_{0\mathrm{x},v}D_{0\mathrm{x}}^{1/2}}+\right.\right.$ $\left.\left.+\frac{1}{C_{\mathrm{Red},v}D_{\mathrm{Red}}^{1/2}}\right)^{-2}-2R_0C\right]$ *se determină imediat intensitatea curentului de schimb* I_0, iar prin extrapolare la $t^{-1/2}=0$, se obține intersecția egală cu zero. Se specifică că la trasarea prin oscilografiere a curbei $i-t$, la determinarea lui I_0, nu trebuie să se considere valori „foarte mari" ale lui t, deoarece pentru $2\Big[(nFA)^2\left(\frac{1}{I_0}+\right.$

$+\frac{nF}{RT}R_0\Big)^2\left(\frac{1}{C_{0x,v}D_{0x}^{1/2}}+\frac{1}{C_{Red,v}D_{Red}^{1/2}}\right)^{-2}-$
$-R_0C\Big]^{-1}\cdot t\gg 1$ și $\frac{2}{R_0C}t\gg 1$ rezultă, din ecuațiile (22), (24), (25), că se poate considera că intensitățile i_{1f} și i_1 ($\simeq i_{1f}$) variază liniar cu $t^{-1/2}$ și că sînt independente de R_0, I_0, C, curenții faradaic și total fiind controlați pur difuziv, în care caz dreapta $i_1 - t^{-1/2}$ are ordonata la origine egală cu zero, iar panta egală cu „$-\frac{u_{i,s,m}}{\sqrt{\pi}}\frac{An^2F^2}{RT}\left(\frac{1}{C_{0x,v}D_{0x}^{1/2}}+\frac{1}{C_{Red,v}D_{Red}^{1/2}}\right)^{-1}$", se poate folosi la determinări analitice (spre exemplu la determinarea coeficientului de difuzie).

Din ecuația (22) rezultă că, *pentru valori „nu prea mari" ale lui* t, se poate considera că i_1 depinde de $t^{-1/2}$ după o funcție de gradul cinci, curentul total fiind controlat difuziv și de R_0, I_0, C, și deci, *notînd* $\frac{di_1(t^{-1/2})}{dt^{-1/2}}=f_2(t^{-1})$, *se poate considera că* $\frac{df_2(t^{-1})}{dt^{-1}}$ *variază liniar cu* t^{-1}, *iar din panta dreptei egală cu* „$-\frac{15u_{i,s,m}}{2\sqrt{\pi}}\frac{An^2F^2}{RT}\cdot$
$\cdot\left(\frac{1}{C_{0x,v}D_{0x}^{1/2}}+\frac{1}{C_{Red,v}D_{Red}^{1/2}}\right)^{-1}\Big\{\Big[(nFA)^2\left(\frac{1}{I_0}+\right.$
$\left.+\frac{nF}{RT}R_0\right)^2\cdot\left(\frac{1}{C_{0x,v}D_{0x}^{1/2}}+\frac{1}{C_{Red,v}D_{Red}^{1/2}}\right)^{-2}-$
$-2R_0C\Big]^2+R_0C\Big[2(nFA)^2\cdot\left(\frac{1}{I_0^2}+\right.$
$\left.+R_0\frac{nF}{RT}\frac{1}{I_0}\right)\left(\frac{1}{C_{0x,v}D_{0x}^{1/2}}+\frac{1}{C_{Red,v}D_{Red}^{1/2}}\right)^{-2}-R_0C\Big]\Big\}$", *se determină imediat intensitatea curentului de schimb* I_0, *iar prin extrapolare la* $t^{-1}=0$, *se obține intersecția* $\frac{3u_{i,s,m}}{2\sqrt{\pi}}\frac{An^2F^2}{RT}\cdot\left(\frac{1}{C_{0x,v}D_{0x}^{1/2}}+\right.$
$\left.+\frac{1}{C_{Red,v}D_{Red}^{1/2}}\right)^{-1}\Big[(nFA)^2\left(\frac{1}{I_0}+\frac{nF}{RT}R_0\right)^2\cdot$
$\cdot\left(\frac{1}{C_{0x,v}D_{0x}^{1/2}}+\frac{1}{C_{Red,v}D_{Red}^{1/2}}\right)^{-2}-2R_0C\Big]$ *din care se determină, de asemenea, imediat intensitatea curentului de schimb* I_0.

Din ecuațiile (22)—(25), se obțin : $\lim_{t\to\infty} i(t)=0$, $\lim_{t\to\infty} u_{i,s}(t)=u_{i,s,m}$, $\lim_{t\to\infty} i_C(t)=0$, $\lim_{t\to\infty} i_T(t)=0$.

Concluzii

Pentru determinarea mărimilor R_0 și C se face o trasare oscilografică $i-t$ la valori „foarte mici" ale lui t, pentru care, după cum s-a arătat anterior, se poate considera că i variază liniar cu t, în care caz din ordonata la origine $i(0)=-\frac{u_{i,s,m}}{R_0}$ se determină imediat R_0, iar din panta dreptei egală cu $\frac{di(t)}{dt}=\frac{u_{i,s,m}}{R_0^2C}$ rezultă imediat C. Determinarea mărimii C se mai poate face și cu ajutorul dreptei $\frac{di(t)}{dt}\div t$ reprezentată, după cum s-a arătat anterior, pentru valori „mici" ale lui t, în care caz, prin extrapolare la $t=0$, se obține intersecția $\frac{u_{i,s,m}}{R_0^2C}$ din care rezultă imediat C.

Coeficientul de transfer α_1 și constanta de viteză k_s se determină prin metode convenționale [6].

Simplificarea introdusă de neglijarea structurii stratului dublu este, evident, complet acceptabilă cînd t este „lung".

Bibliografie

[1] *Mitrache, I.*, E.E.A. — Electrotehnica, **35**, 194 (1987).
[2] *Mitrache, I.*, E.E.A. — Electrotehnica, **32**, 175 (1984).
[3] *Mitrache, I.*, E.E.A. — Electrotehnica, **31**, 63 (1983).
[4] *Mitrache, I.*, E.E.A. — Electrotehnica, **35**, 158 (1987).
[5] *Delahay, P., Tobias, C. W.*, (Editors), „Advances in Electrochemistry and Electrochemical Engineering", Vol. 1, Interscience, New York, London, 1961.
[6] *Vielstich, W., Delahay, P.*, J. Am. Chem Soc., **79**, 1874 (1957).

CZ 621.3.014.1 :621.38

SIMULATOR FOTOVOLTAIC
SURSĂ DE CURENT

Simulator de arie fotovoltaică

ANCA ZAHARIA, PETRU CHEBELEU* — BUCUREȘTI

Introducere

Simulatorul de sursă fotovoltaică a fost conceput pentru a putea înlocui modulele fotovoltaice pentru diverse testări de aplicații și a concluziona rezultatele cuplării cu diverse sarcini în vederea obținerii unor randamente ridicate ale ansamblelor (panouri fotovoltaice — consumator).

Simulînd condițiile reale de funcționare pe diverse configurații de module fotovoltaice pentru diferite valori de radiație și temperatură, simulatorul este folosit pentru testări și pe timp de iarnă, cînd nu se pot atinge valori mari ale radiației globale solare.

Sursa programabilă este de putere continuă cu următoarele valori ajustabile: pentru tensiune $0 \div 60$ V și curent $0 \div 10$ A.

Puterea maximă pe care o poate debita sursa este de 230 W pentru 37,5 V și 6,13 A.

Sursa poate lucra fie prin comandă manuală, fie prin comandă la distanță prin intermediul unui calculator HP—85.

Pentru ambele tipuri de comandă, sursa poate funcționa astfel:

- Sursă de tensiune:
  - funcționare normală,
  - funcționare cu limitare în curent,
  - funcționare cu limitare în tensiune.
- Sursă de curent:
  - funcționare normală,
  - funcționare cu limitare în tensiune,
  - funcționare cu limitare în curent.

1. Concepția generală de simulare

1.1. Modelarea matematică a ariei fotovoltaice

Expresia analitică a ariei de module fotovoltaice se face plecînd de la ecuația de bază a celulei fotovoltaice.

$$I = I_L - I_0\left\{\exp\left[\frac{e(V + I \cdot R_S)}{AKT}\right] - 1\right\} - \frac{V}{R_{SH}}, \quad (1)$$

unde: R_S este rezistența-serie a celulei;
R_{SH} — rezistența-șunt;
I — curentul de funcționare al celulei;
I_L — curentul datorat iluminării;
I_0 — curentul invers ca diodă de saturare (curent de întuneric);
e — sarcină electronică $1{,}6 \times 10^{-19}$C;
V — tensiunea de ieșire a celulei;
K — constanta lui Boltzmann;
T — temperatura absolută °K;
A — o constantă a curbei cuprinsă între 1 și 5.

Schema electrică echivalentă a unei celule solare este dată în figura 1.

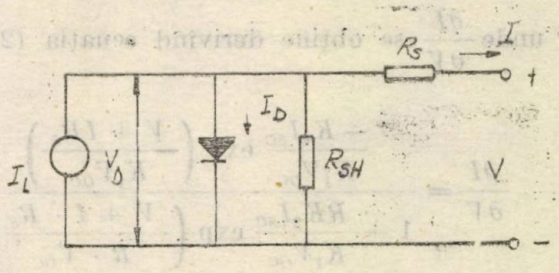


Fig. 1.

Modificările care apar în ecuația de bază a celulei sînt datorate dificultății de măsurare cu precizie a rezistenței-serie.

Se fac următoarele ipoteze și modificări:

Rezistența-șunt a celulei este presupusă a fi foarte mare, în așa fel încît termenul V/R_{HS} se consideră practic neglijabil.

Termenul $\frac{e}{AKT}$ se înlocuiește cu $K_1 V_{oc}$ și se aproximează curentul I_L dat de generatorul de curent, funcție de iluminare, ca fiind aproximativ egal cu curentul de scurtcircuit:

$$I_L = I_{SC},$$

$$\frac{e}{AKT} = K_1 V_0,$$

$$I_0 = K_2 I_{SC}.$$

Cu înlocuirile făcute ecuația devine:

$$I = I_{SC} - I_{SC} K_2 \left[\exp\left(\frac{V + IR_S}{K_1 V_{OC}}\right) - 1\right]. \quad (2)$$

* Ing. *Zaharia, A.* — cercetător ICPE București, mat. *Chebeleu, P.* — cercetător ICPE București.

Puterea unei celule poate fi scrisă sub forma :

$$P = V \cdot I =$$

$$= V \cdot I_{sc}\left\{1 - K_2\left[\exp\frac{V + IR_s}{K_1 \cdot V_{oc}} - 1\right]\right\}.$$

Pentru punctul de putere maximă $V = V_{max}$, $I = I_{max}$ derivata : $\frac{\partial p}{\partial V} = 0$

Derivînd se obţine :

$$\frac{\partial P}{\partial V} = I_{sc}\left\{1 - K_2\left[\exp\left(\frac{V_{max} + I_{max} \cdot R_s}{K_1 V_{oc}}\right) - 1\right]\right\} - K_2 I_{sc} V_{max}\left[\exp\left(\frac{V_{max} + I_{max} \cdot R_s}{K_1 V_{oc}}\right]\right] \times$$

$$\times \frac{1}{K_1 V_{oc}}\left(1 + R_s \frac{\partial I}{\partial V}\right),$$

unde $\frac{\partial I}{\partial V}$ se obţine derivînd ecuaţia (2) :

$$\frac{\partial I}{\partial V} = \frac{\frac{-K_2 I_{sc}}{K_1 V_{oc}} \exp\left(\frac{V + IR_s}{K_1 V_{oc}}\right)}{1 + \frac{RK_2 I_{sc}}{K_1 V_{oc}} \exp\left(\frac{V + I \cdot R_s}{R \cdot V_{oc}}\right)}.$$

Înlocuind $\frac{\partial I}{\partial V}$ şi $V = V_{max}$, $I = I_{max}$ rezultă o ecuaţie implicită în K şi K_2.

$$0 = K_2 + 1 - K_2 \exp\left(\frac{V_{max} + I_{max} R_s}{K_1 V_{oc}}\right) -$$

$$- \frac{V_{max} K_2}{K_1} \times$$

$$\times \left[\frac{1}{V_{oc} \exp\left(\frac{-V_{max} - I_{max} R_s}{K_1 V_{oc}}\right) + \frac{R \cdot K_2 I_{sc}}{K_1}}\right]. \quad (3)$$

O altă relaţie între K_1 şi K_2 se obţine pentru condiţia $I = 0$; $V = V_{oc}$, înlocuind în ecuaţia (2) :

$$K_1 = \left[\ln\left(\frac{1}{K_2} + 1\right)\right]^{-1}.$$

Înlocuind K_1 în ecuaţia (2) pentru punctul de putere maximă $I = I_{max}$ şi $V = V_{max}$ rezultă :

$$\frac{V_{max} + R_s I_{max}}{V_{oc}} = \frac{\ln\left(\frac{1}{K_2} + 1 - \frac{I_{max}}{K_2 I_{sc}}\right)}{\ln\left(\frac{1}{K_2} + 1\right)}$$

şi rezultă : $R_s = f(K_2)$,

$$R_s = \frac{V_{oc}\left\{\frac{\ln\left[\frac{1 + K_2 - (I_{max}/I_{sc})}{K_2}\right]}{\ln[(1/K_2) + 1]}\right\} - V_{max}}{I_{max}}.$$

Înlocuind în expresia (3) pe $K_1 = f(K_2)$ şi $R_s = f(K_2)$, rezultă o ecuaţie implicită în K_2, care se rezolvă utilizînd metoda Newton-Rephson.

$$\frac{I_{max}}{I_{sc}} = \frac{\left(\frac{V_{max}}{V_{oc}}\right)\ln\left(\frac{1}{K_2} + 1\right)}{\left[\frac{1}{1 + K_2 - (I_{max}/I_{sc})}\right] -}$$

$$- \frac{I_{sc}}{I_{max}}\left[\frac{V_{max}}{V_{oc}} \ln\left(\frac{1}{K_2} + 1\right) - \right.$$

$$\left. - \ln\left(\frac{1}{K_2} + 1 - \frac{I_{max}}{K_2 I_{sc}}\right)\right].$$

Ecuaţia avînd mai multe soluţii, alegerea valorii se face pentru cea mai mică valoare absolută a lui R_s.

Trecerea de la modelul celulei la cel al modulului este făcută direct, neglijîndu-se pierderile care apar între conductoarele de legătură ale celulelor. Modulele sînt presupuse ca fiind fără defecte, iar iluminarea lor ca fiind uniformă. Deci, trecerea din formule se va face astfel :

$I_{sc} = I_{sc}$ (modul) curent de scurtcircuit al modulului ;

$V_{oc} = V_{oc}$ (modul) tensiunea de mers în gol a modulului ;

$V_{max} = V_{max}$ (modul) tensiunea şi
$I_{max} = I_{max}$ (modul) curentul } punctului de putere maximă pentru modul.

Între valorile din catalog şi variabilele de mai sus există următoarea interdependenţă :

$$I_{sc} = I_{sc_0}\,[1 + \beta I\,(T_{cel} - T_{cel_0})],$$

$$V_{oc} = V_{oco}\ [1 - \beta V(T_{cel} - T_{celo})],$$

$$P_{max} = P_{maxo}\ [1 - \beta p\ (T_{cel} - T_{celo})],$$

$$V_{max} = V_{maxo}\ [1 - \beta V\ (T_{cel} - T_{celo})].$$

De unde rezultă valoarea $I_{max} = \frac{P_{max}}{V_{max}}$ (pentru valoarea maximă a curentului funcție de temperatură).

I_{sco}, V_{oco}, P_{maxo} sînt valorile de catalog pentru condiția $T = 25°C$ și $\Phi_0 = 1\,000$ W/m², în condiții de luminozitate AM 1,5.

Coeficienții de variație cu temperatura βI, βV, βp sînt, de asemenea, dați în catalog.

Trecerea de la modul la arie fotovoltaică a fost făcută în ipoteza neglijării pierderilor care apar în conductoarele ce leagă modulele-serie sau paralel, cît și a neglijării rezistenței interne a diodelor de blocare.

Relația dintre aria fotovoltaică și module va fi:

$$I_{sc_{arie}} = I_{sc_{mod}} \cdot Nmp \cdot \frac{\Phi}{\Phi_0},$$

unde Nmp este numărul de module în paralel,

$$V_{oc_{arie}} = V_{oc_{mod}} \cdot Nms \cdot \frac{\Phi}{\Phi_0},$$

unde Nms este numărul de module-serie.

Pentru fiecare set de valori (temperatură ambiantă, radiație globală) se determină K_1, K_2, R_s după care se generează curba $I = f(V)$ a ariei la temperatura și radiația globală presupusă.

Se pot folosi și alte modele de modelare matematică pentru aria fotovoltaică.

1.2. Programul de reacție, de adaptare a sursei programabilă pe orice tip de sarcină

Fie curba din figura 2 care reprezintă variația $I = f(V)$ $T_a = \text{const.}$, $\Phi = \text{const.}$

Pot exista patru cazuri pentru studiul cuplării directe a unei sarcini la panouri fotovoltaice.

Sursa HP este programată ca sursă de curent dîndu-i-se valoarea $I = I_{max}$ și avînd limitare în tensiune V_{oc} și în curent I_{sc}. Apar trei cazuri I, II, III.

Cazul I

Dacă sursa va bascula între limitarea de curent și tensiune are loc cuplarea de sarcină, cazurile 1 sau 4.

Prin program sînt anulate comenzile inițiale, iar sursa este programată ca sursă de curent avînd $I = I_{sc}$ cu limitare în tensiune la valoarea V_{oc}.

În această situație pot apărea următoarele cazuri (a', a):

a — atunci cînd $V > V_{oc}$, unde V este tensiunea care apare la bornele sarcinii cuplate la sursă, iar V_{oc} tensiunea de mers în gol, calculată conform paragrafului de mai sus.

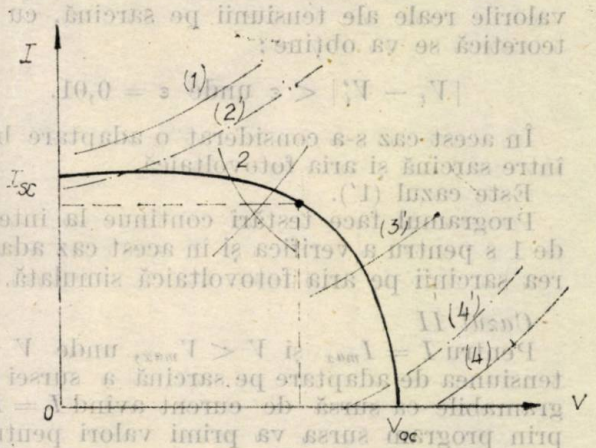


Fig. 2.

În acest caz sursa este programată ca sursă de tensiune dîndu-i-se valoarea $V = V_{oc}$ cu limitare în curent la valoarea I_{sc}.

Pot apărea două cazuri (b', b):

b — valoarea de adaptare a curenului prin sarcină $I > I_{sc}$, mai mare decît I_{sc}, valoarea de limitare a circuitului.

În acest caz programul va impune o creștere a radiației de la valoarea Φ la valoarea Φ_1 reluîndu-se testul din punctul a.

Ciclul se repetă pînă la atingerea unei radiații de 1 000 W/m² și dacă în acest caz au loc ambele situații a și b, nu se poate face adaptarea ariei propuse pe sarcină, deci programul va recomanda modificarea ariei, respectiv a numărului de module-serie, paralel. Acestea sînt cazurile 1 și 4 de adaptare.

Pentru a ști cum trebuie rezolvată această modificare se recomandă testarea sarcinii pe o sursă clasică de curent continuu, sau:

b' — $I < I_{sc}$. Pentru acest caz sursa este programată ca sursă de curent, dîndu-i-se valori $I > 0{,}001$ A crescătoare și comparîndu-se valorile tensiunii de adaptare pe sarcină V' cu valorile din curba teoretică V, corespunzătoare curentului I pentru aria fotovoltaică presupusă la valoarea radiației, corespunzătoare temperaturii ambiante Ta. Pentru cazul cînd curentul are valoarea I_j, $|V_j - V'_j| < \varepsilon$, punctul de funcționare se presupune că fiind pe curba ariei fotovoltaice, deci s-a realizat adaptarea sarcinei la aria de module fotovoltaice; acesta este cazul (4').

Programul face testări continue la interval de 1 s, pentru a verifica adaptarea sarcinii *pe aria fotovoltaică simulată prin sursa HP.*

Poate apare cazul în care sînt necesare anumite modificări ale sarcinii, ceea ce va duce la modificarea punctului de adaptare.

a′ — cînd $V < V_{oc}$, cazul în care sursa va primi în continuare valorile $I_i < I_{sc}$ din ecuația modulului matematic al ariei fotovoltaice.

Pentru o anumită valoare în care I_i cuprinde valorile reale ale tensiunii pe sarcină, cu cea teoretică se va obține:

$$|V_i - V_i'| < \varepsilon \text{ unde } \varepsilon = 0{,}01.$$

În acest caz s-a considerat o adaptare bună între sarcină și aria fotovoltaică.

Este cazul (1′).

Programul face testări continue la interval de 1 s pentru a verifica și în acest caz adaptarea sarcinii pe aria fotovoltaică simulată.

Cazul II

Pentru $I = I_{max}$ și $V < V_{max}$, unde V este tensiunea de adaptare pe sarcină a sursei programabile ca sursă de curent avînd $I = I_{max}$, prin program sursa va primi valori pentru I_1' mai mici decît I_{max}. Se vor compara valorile de adaptare ale sarcinii V_i' pe sursă, cu valorile teoretice corespunzătoare curenților I_i', din curba teoretică de modelare a ariei fotovoltaice V_i.

Pentru valoarea $|V_i' - V_i| < \varepsilon$ se consideră o adaptare bună între aria fotovoltaică și sarcină. Este cazul 2.

Programul face testări continue la interval de 1 s pentru a verifica adaptarea.

Cazul III

Pentru $I = I_{max}$ și $V > V_{max}$, unde V este tensiunea de adaptare dintre sarcină și sursa programabilă, avînd ca sursă de curent $I = I_{max}$, programul va da sursei valori I_i' mai mari decît I_{max}. Se compară valorile de adaptare ale sarcinii V_i' pe sursă cu valorile teoretice corespunzătoare ecuației I_i' din curba teoretică de modelare a ariei fotovoltaice V_i'.

Pentru valoarea $|V_i' - V_i| < \varepsilon$ se consideră o adaptare bună între aria fotovoltaică și sarcină. Este cazul 3.

Programul face testări continue la interval de 1 s pentru a verifica adaptarea.

Pentru toate cazurile expuse anterior programul de testare a adaptării este următorul:

Dacă pentru $I = I_i$, vom avea $|V_i' - V_i| \neq \varepsilon$ și $V_i \subset V_i'$, atunci se crește I_i la $I_i + 1 \ldots I_i + k$ pînă cînd $|V_i + k - V_i' + k| < \varepsilon$.

Pentru $V_i > V_i'$ se scade I_i la $I_i - 1 \ldots I_i - k$ pînă cînd $|V_i - k - V_i' - k| < \varepsilon$ reluîndu-se testările la interval de 1 secundă.

Schema logică a acestui program este prezentată în figura 3.

2. Rezultatele experimentale

Exemplul practic s-a realizat utilizînd datele de catalog pentru modulul Arco M53. Aria fotovoltaică a fost construită cu două module legate în serie și trei module legate în paralel, iar sarcina folosită a fost un reostat de 190 — —5 A.

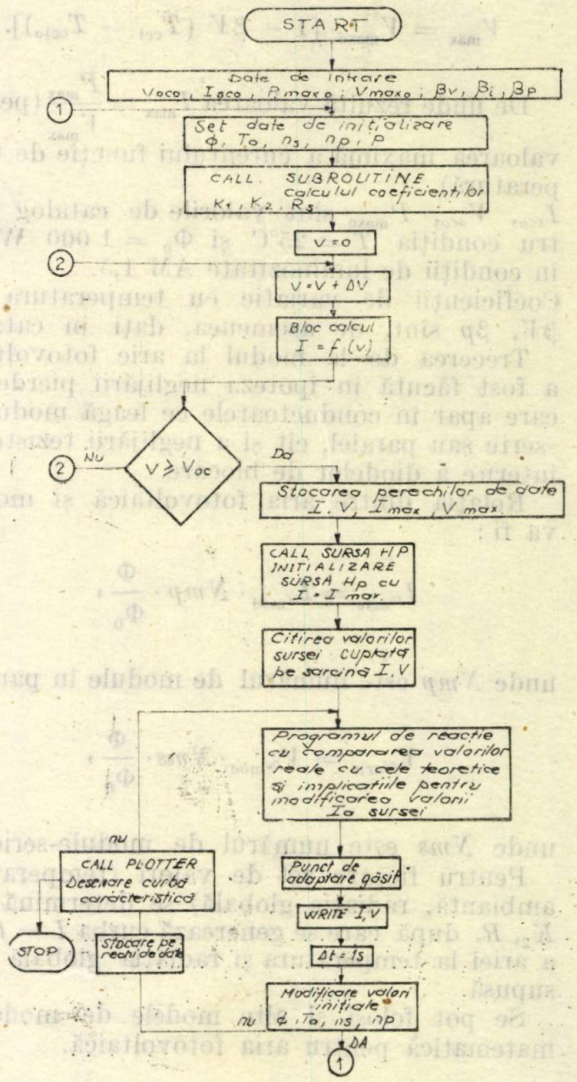


Fig. 3.

În tabelul de mai jos sînt date valorile temperaturii modulului ambiant $T_A = 30°C$ pentru două valori ale radiației de: 600 W/m² și respectiv 800 W/m².

Tabelul

Clasificarea datelor inițiale

Categoria de date	Forma sub care intră în program
1 Datele modulului	V_{oc}, I_{sc}, $V_{max\,o}$, $P_{max\,o}$, $I_{max\,modul}$ β_e, β_I, β_P
2 Datele inițiale de funcționare	Φ, T_a n_p, n_s
3 Date curente de funcționare	T_a

Valorile obținute teoretic sînt pentru aria de module fotovoltaice și cele reale de adaptare a sarcinii pe aria fotovoltaică.

Graficele alăturate figurilor 5 și 6 subliniază prin puncte adaptarea reală a reostatului față de curba de funcționare teoretică a modulelor ariei fotovoltaice.

Tabelul 2

Ut, V	It, A	Ur, V	Ir, A	
5 266	3 795	5 4000	3 795	
25 25	3 630	25 355	3 630	radiație
35 039	2 737	35 175	2 737	600 W/m²
38 262	0 998	38 170	0 998	
4 494	5 060	4 470	5 060	
34 887	3 744	34 875	3 744	radiație
37 056	2 419	37 020	2 419	800 W/m²
38 068	1 404	38 100	1 404	

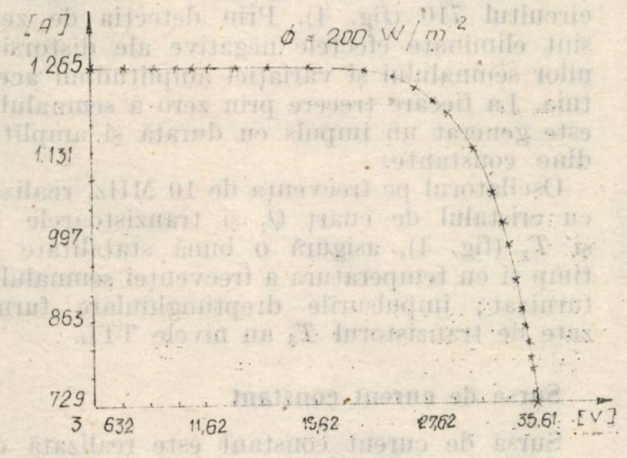


Fig. 4

Concluzii

Programul prezentat poate fi folosit pentru orice tip de sarcină: baterie, pompe centrifuge în cuplare directă, pompe volumetrice cu și fără adaptare de sarcină.

Pentru pompele volumetrice cu maximizator de putere se va folosi același program (cu

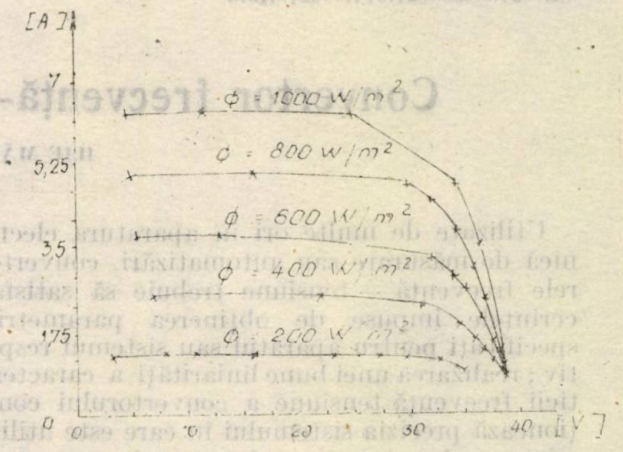


Fig. 5.

acceptarea unei valori $\varepsilon = 0{,}05$) atît pentru I_{max}, cît și pentru V_{max} la adaptarea sarcină-arie fotovoltaică.

Adaptarea se va face pentru acest caz în condiția $|I_{max} - I'_{max}| < \varepsilon$, urmărindu-se obținerea $|V_{max} - V'_{max}| < \varepsilon$ prin modificarea unghiului de aprindere al elementului de comutație al choperului specializat folosit ca maximizator de putere.

Programul folosește simularea interactivă care conduce la o optimizare a cuplărilor modul/sarcină, de unde rezultă o proiectare a ariei fotovoltaice fără realizarea fizică pentru testarea diverselor tipuri de modele funcționale.

Simulatorul fotovoltaic poate fi privit ca o arie fotovoltaică generalizată pentru diversele combinații serie-paralel cu un timp relativ scurt de analiză și cu o aplicație imediată la sistemele de pompare fotovoltaice în cuplare directă cu aria fotovoltaică.

Bibliografie

[1] *Roger, I. A.* Solar Energy, Vol. **23**, pg. 193–198.

[2] *Braunstein, A., Hornfeld, A.* Solar Energy, Vol. **27**, pg. 235–240.

[3] *Easwarakhauttan, T., Bottin, J.* Solar Cells, Vol. **17**, pg. 383–390.

CZ 621.3.029:621.314.5:621.319.5

CONVERTOR FRECVENȚĂ—TENSIUNE
OSCILATOR
SURSĂ DE CURENT

Convertor frecvență-tensiune de precizie (0,01%)

ILIE MĂLĂIUȘ* — BUCUREȘTI

Utilizate de multe ori în aparatura electronică de măsurare sau automatizări, convertoarele frecvență — tensiune trebuie să satisfacă cerințele impuse de obținerea parametrilor specificați pentru aparatul sau sistemul respectiv ; realizarea unei bune liniarități a caracteristicii frecvență-tensiune a convertorului condiționează precizia sistemului în care este utilizat (sisteme de măsurare a frecvenței, generatoare etc).

În ceea ce privește comanda în tensiune a acestor oscilatoare, în asemenea sisteme, se disting două moduri principale : prin utilizarea unui convertor digital-analog sau prin integrarea impulsurilor obținute din prelucrarea semnalului pe frecvența respectivă. Prima metodă comportă dezavantaje în ceea ce privește viteza de lucru (aceasta fiind limitată de timpul de conversie), precum și costul ridicat implicat de complexitatea circuitelor. Aceste dezavantaje sînt eliminate de cea de-a doua metodă, care, însă, realizată în varianta clasică, nu asigură precizie ridicată.

Convertorul realizat ce face obiectul acestei lucrări asigură o precizie de 0,01% și conține un sistem ce permite obținerea unor impulsuri cu durată riguros constantă, o sursă de curent constant, care determină amplitudinea impulsurilor, un filtru trece jos la ieșirea căruia apare valoarea medie a impulsurilor.

Modul de lucru rezultă din schema-bloc a convertorului prezentată în figura 1. Circuitul de intrare *1* conține un etaj cu impedanță mare de intrare și un detector de zero. Poarta dublă

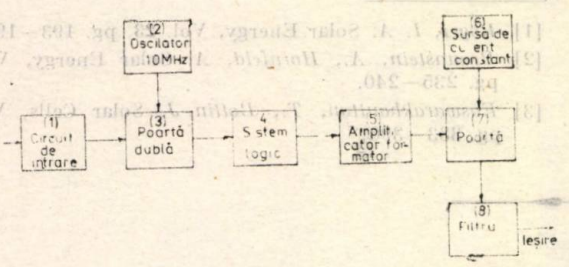


Fig. 1

3, împreună cu sistemul logic *4*, permit obținerea unei durate riguros constante a impulsurilor prin intermediul oscilatorului cu cuarț de înaltă stabilitate *2* și a unui sistem logic de formare — divizare. Amplitudinea constantă a impulsurilor este asigurată printr-o sursă de curent constant cu coeficient de temperatură foarte bun. Filtrul la ieșirea căruia se obține valoarea medie a tensiunii trebuie să corespundă cerințelor de precizie și viteză de răspuns, tensiunea continuă de ieșire fiind proporțională cu frecvența de intrare.

Circuitul de intrare și oscilatorul

Semnalul de comandă este aplicat unui etaj cu impedanță de intrare mare, realizat cu un tranzistor cu efect de cîmp (tip BFW 11 — I.P.R.S.) și un detector de zero realizat cu circuitul 710 (fig. 4). Prin detecția de zero sînt eliminate efectele negative ale distorsiunilor semnalului și variației amplitudinii acestuia. La fiecare trecere prin zero a semnalului este generat un impuls cu durată și amplitudine constante.

Oscilatorul pe frecvența de 10 MHz, realizat cu cristalul de cuarț Q_1 și tranzistoarele T_1 și T_2 (fig. 4), asigură o bună stabilitate în timp și cu temperatura a frecvenței semnalului furnizat ; impulsurile dreptunghiulare furnizate de tranzistorul T_3 au nivele TTL.

Sursa de curent constant

Sursa de curent constant este realizată cu tranzistoarele T_4, T_4', T_5 și dioda D_{z1} (fig. 4). Dioda Zener D_{z1} trebuie să aibă o stabilitate cu temperatura mai bună de 20 ppm/°C (tip ROZ82B, CCSIT—S), iar rezistența R_{13} cu peliculă metalică (tip RMP 3050 — IPEE) are un coeficient de temperatură sub 50 ppm/°C. Tot pentru minimizarea derivei cu temperatura, T_4 și T_4' sînt o pereche de tranzistoare realizate într-o singură capsulă. Pentru a elimina fluctuațiile tensiunii stabilizate cu variațiile tensiunii de alimentare, dioda Zener este polarizată printr-o sursă de curent suplimentară formată din tranzistorul T_5, dioda D_2, dioda Zener D_{z2} și rezistența R_{14} (de asemenea, cu peliculă metalică).

Pentru determinarea stabilității sursei de curent, se poate scrie :

$$U_{Z1} + U_{BE1} - U_{BE2} - U_{R13} = 0,$$

unde U_{BE1} și U_{BE2} sînt tensiunile bază-emitor ale tranzistoarelor T_4', T_4 ; U_{Z1} este tensiunea Zener a diodei D_{Z1} ; iar U_{R13} scăderea de tensiune pe rezistența R_{13}.

* Ing. *Mălăiuș, I.* — Intreprinderea de Aparate Electronice de Măsură și Industriale — București.

Curentul furnizat de sursă va fi :

$$I_1 = \frac{U_{R13}}{R_{13}} = \frac{U_{Z1} + U_{BE1} - U_{BE2}}{R_{13}} - I_{CB0}.$$

Abaterea cu temperatura este dată de :

$$\frac{\partial I_1}{\partial \theta} = \left(\frac{\partial U_{Z1}}{\partial \theta} + \frac{\partial U_{BE1}}{\partial \theta} - \frac{\partial U_{BE2}}{\partial \theta} \right) \cdot \frac{1}{R_{13}} -$$

$$- \frac{\partial R_{13}}{\partial \theta} \cdot \frac{U_{Z1} + U_{BE1} - U_{BE2}}{R_{13}^2}$$

unde cantitatea $\frac{\partial I_{CB0}}{\partial \theta}$ s-a neglijat, tranzistorul T_4' fiind cu siliciu. Tranzistoarele T_4 și T_4' fiind pereche :

$$U_{BE1} = U_{BE2}, \text{ deci } \frac{\partial U_{BE1}}{\partial \theta} = \frac{\partial U_{BE2}}{\partial \theta}.$$

Rezultă :

$$\frac{\partial I_1}{\partial \theta} = \frac{\partial Uz_1}{\partial \theta} \cdot \frac{1}{R_{13}} - \frac{\partial R_1}{\partial \theta} \cdot \frac{Uz_1}{R_{13}^2}.$$

Pentru $R_{13} = 1\ k\Omega$, $\frac{\partial R_{13}}{\partial \theta} = 50$ ppm/°C, $Uz_1 = 6{,}4$ V, $\frac{\partial Uz_1}{\partial \theta} = 20$ ppm/°C :

$$\frac{\partial I_1}{\partial \theta} = 1{,}968 * 10^{-5}\ \text{mA/°C}$$

și :

$$\frac{\partial I_1 / \partial \theta}{I_1} = \frac{1{,}968}{6{,}4} \cdot 10^{-5}/°C = 3{,}07 \cdot 10^{-6}/°C.$$

Circuitele de formare a duratei impulsurilor

Pentru formarea duratei impulsurilor este utilizată o metodă digitală care elimină dezavantajele metodelor uzuale în care durata impulsurilor depinde de stabilitatea și derivele componentelor. Metoda digitală permite obținerea unei durate de precizie, a cărei stabilitate este dată de oscilatorul cu cristal de cuarț.

Un impuls furnizat de circuitul de intrare (corespunzător trecerii prin zero a semnalului, a cărui frecvență urmează a fi măsurată) este aplicat pe intrarea „RESET" a circuitului CBB_1 (fig. 2), care este un bistabil „master — slave" de tip $I - K$. Ieșirea Q a acestuia va trece în starea logică „0", iar ieșirea Q trecînd în starea „1", permite trecerea impulsurilor furnizate de oscilator prin poarta P_1 către circuitele basculante bistabile CBB_2 și CBB_3 (de tip $J-K$). Atît CBB_2, cît și CBB_3 au, inițial, ieșirile Q în stare logică „0" ; la apariția primului impuls la ieșirea porții P_1 ieșirea Q a circuitului CBB_2 trece în starea logică „1" ceea

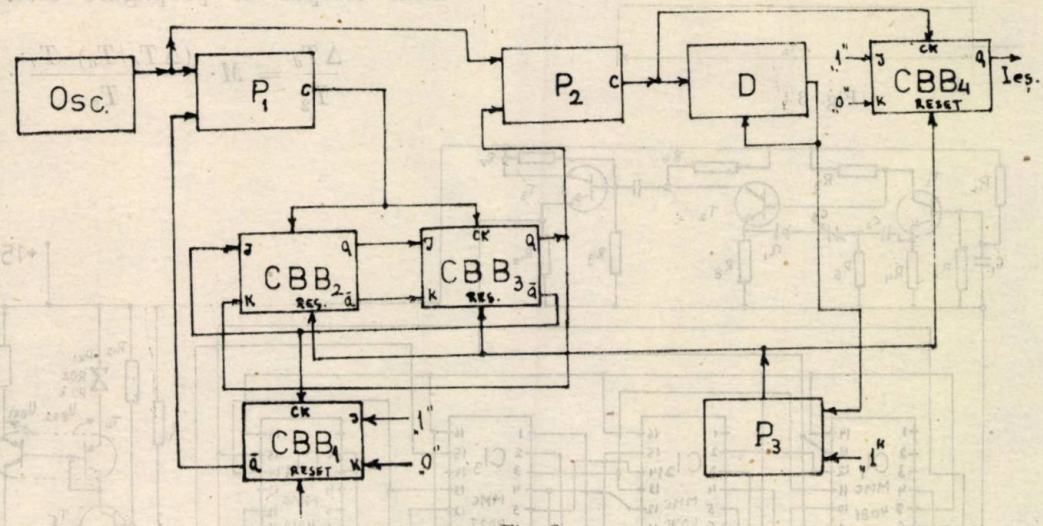


Fig. 2

ce permite ca la cel de-al doilea impuls de la P_1, ieșirea „Q" a circuitului CBB_3 să treacă în starea logică „1". Din acest moment, prin deschiderea porții P_2, impulsurile care apar vor trece spre divizorul decadic D. Prin deschiderea sa poarta P_2 aduce în starea „1" ieșirea Q a circuitului CBB_4, marcînd frontul de început al impulsului util. După 10 impulsuri aplicate la intrarea sa, decada D furnizează un impuls care, aplicat pe intrările RESET ale circuitelor basculante CBB_2, CBB_3 și CBB_4, aduce ieșirile acestora în starea logică „0", închizînd P_2 și marcînd și frontul descrescător al impulsului util. La ieșirea Q a circuitului CBB_4 s-a obținut, astfel, un impuls pozitiv de 1 μs, a cărui durată depinde doar de stabilitatea frecvenței oscilatorului cu cuarț.

Așa cum se vede în figura 3, schema permite eliminarea erorilor provenite din nesincronismul între impulsurile oscilatorului de tact și deschiderea porții (comandată de semnalul de intrare).

Eroarea totală ce afectează durata impulsului format cu acest sistem logic este (fig. 3):

$$\varepsilon_1 = \frac{\Delta T_2}{T_2} = \frac{1}{T_2}(\Delta T_3 + \Delta T_d),$$

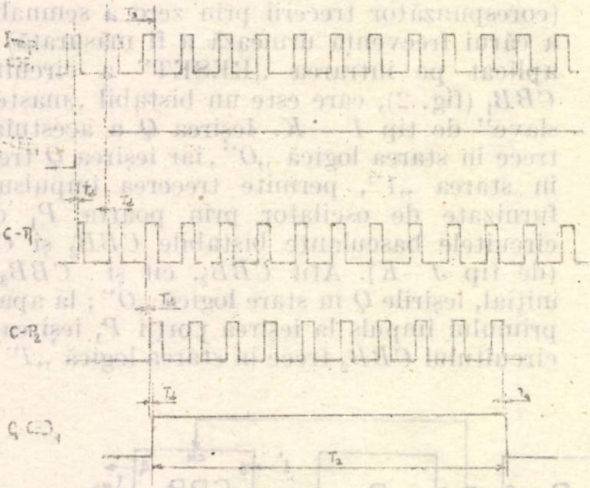


Fig. 3

unde:

T_2 este durata impulsului format;

ΔT_2 — eroarea ce afectează durata T_2;

ΔT_3 — eroarea frecvenței oscilatorului pe 10 MHz, dată de stabilitatea acestuia;

T_d — eroarea datorată răspunsului porții;

ΔT_d — eroarea ce afectează Td.

ΔT_3 are o pondere mică în eroarea totală dată de relația de mai sus, deoarece o stabilitate de 10 *ppm* este asigurată în mod uzual de un cristal de cuarț, iar pentru $T_3 = 10^{-7}$ s, $\Delta T_3/T_3 = 10^{-5}$ și:

$$\frac{\Delta T_3}{T_2} = \frac{(\Delta T_3/T_3)\cdot T_3}{T_2} = 0{,}00001\,\%$$

Eroarea introdusă de termenul ce conține pe T_d poate fi diminuată prin utilizarea unor circuite de viteză. Chiar și în cazul din figura 4, unde timpul de propagare este de 60 ns:

$$\frac{\Delta T_d}{T_2} = M\cdot\frac{(\Delta T_d/T_d)\cdot T_1}{T_2}\cdot 100,$$

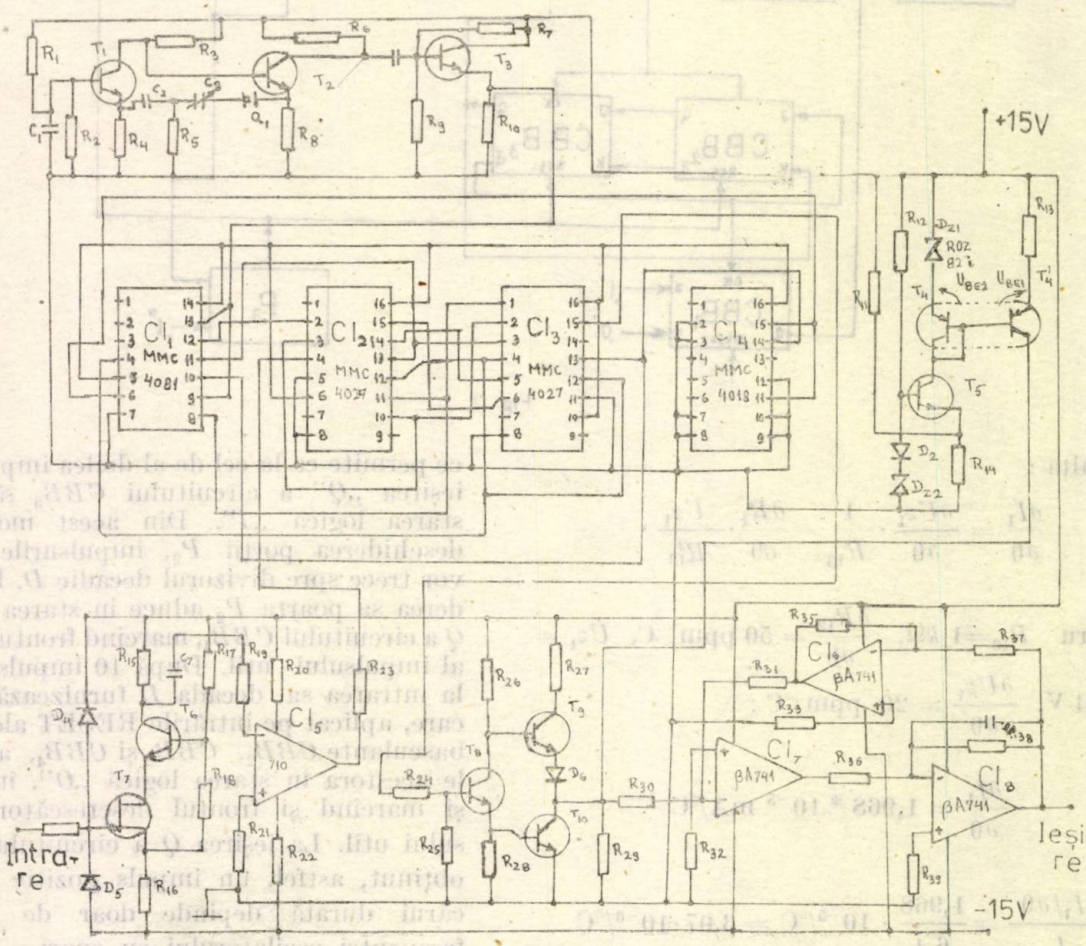


Fig. 4

în care M reprezintă numărul de circuite logice înseriate. În cazul nostru $M = 6$, deci:

$$\frac{\Delta T_d}{T_2} = 6\,\frac{10^{-4}\cdot 60\cdot 10^{-9}}{10^{-6}}\cdot 100 = 0{,}0036\%.$$

Concluzii

Componenta continuă a tensiunii este obținută la ieșirea unui filtru trece jos care, în schema din figura 4, a fost realizat cu 3 amplificatoare operaționale. Convertorul a fost verificat prin varierea frecvenței cu cîte o decadă în jurul frecvenței centrale de 100 kHz. Eroarea prescrisă (0,01%) nu este depășită pe domeniul nominal de temperatură.

Bibliografie

[1] *Iliescu, C.* ș.a. Măsurări electrice și electronice. București, Editura Didactică și Pedagogică 1981.

[2] *Millea, A.* Măsurări electrice. Principii și metode. București, Editura Tehnică 1981.

CZ 621.316.72:62.165

REGLARE AUTOMATĂ
MODEL ECHIVALENT LINIAR
TURBINĂ DE MARE PUTERE

Metodă de determinare a modelului dinamic echivalent de ordin inferior al unui corp de turbină de mare putere, cu prize

DAN NICOLAE* — CRAIOVA

Introducere

Creșterea puterii instalate a grupurilor turbogeneratoare la valori de ordinul sutelor de megawați a condus la necesitatea realizării unor sisteme de reglare automată a acestora, cu performanțe dinamice superioare. În acest scop un model dinamic echivalent de ordin inferior se dovedește deosebit de eficient, datorită, în primul rînd, posibilităților pe care le oferă în sinteza prin metode analitice a sistemului de reglare automată.

Avînd în vedere faptul că, în mod normal, un grup turbogenerator funcționează la o putere constantă, în jurul căreia au loc variații mici ce trebuie controlate de sistemul de reglare, în această lucrare modelul echivalent de ordin inferior se stabilește sub formă liniară. Deoarece structura acestui model rămîne neschimbată, în raport cu puterea la care funcționează turbina, fiind afectați numai coeficienții săi, rezultă că se poate stabili o dependență între aceștia și putere, ceea ce permite realizarea unui sistem de reglare automată cu caracter daptiv.

1. Modelul echivalent neliniar

Modelul turbinei, orientat cauzal, este reprezentat în figura 1. Primul obiect al conexiunii reprezintă legătura dintre deschiderea l a venitului de reglare a debitului de abur, presiunea P_a a aburului în fața venitului, debitele de abur D_k^p prin prize și presiunea P_{m+1} după ultima treaptă, ca mărimi de intrare, și cuplul dezvoltat la axul turbinei ca mărime de ieșire. Dinamica acestuia va constitui obiectul prezentei lucrări. Al doilea obiect îl reprezintă legătura dintre bilanțul cuplurilor și viteza de rotație a turbinei, reprezentat de o ecuație diferențială de ordinul întîi.

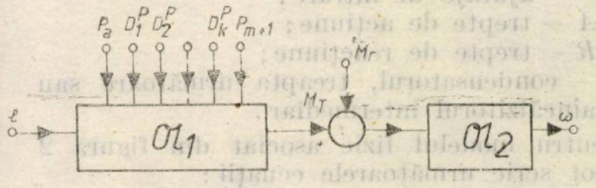


Fig. 1. Modelul turbinei orientat cauzal.

Structura geometrică complicată a turbinei face ca scrierea ecuațiilor, care descriu curgerea aburului printre palete și ajutaje, să constituie o problemă dificilă. Datorită acestui fapt se consideră un model fizic asociat, cu o structură geometrică simplă, care permite punerea în evidență a fenomenelor ce se desfășoară în turbină în drumul de curgere a aburului de la intrarea în ventilul de reglare pînă la ieșire. Raționamentele care conduc la stabilirea unui model fizic asociat sînt următoarele:

— Fiecare rînd de palete (rotorice sau statorice) poate fi echivalat cu o cavitate de volum constant cu două orificii, unul de intrare și unul de ieșire. Orificiul de intrare pentru cavitatea echivalentă unui anumit rînd de palete constituie, în același timp, orificiul de ieșire

* Conf. dr. ing. *Nicolae, D.* — Facultatea de Electrotehnică a Universității din Craiova.

pentru cavitatea echivalentă rîndului de palete precedent.

— Fiecare orificiu este caracterizat de o anumită conductivitate fluidică.

— Aburul se consideră un fluid compresibil, caracterizat suficient de densitatea și coeficientul său de compresibilitate volumică, corespunzătoare presiunii și temperaturii la care se găsește.

— În fiecare rînd de palete rotorice se dezvoltă un cuplu, care este o funcție de debitul de abur ce străbate rîndul respectiv.

Schema modelului fizic asociat turbinei este prezentată în figura 2,

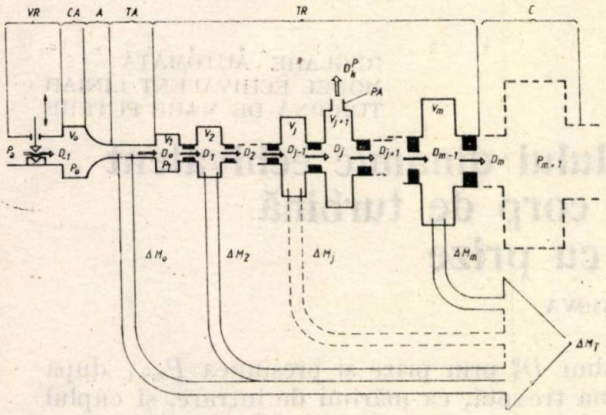


Fig. 2. Modelul fizic asociat.

unde :

VR este venitul de reglare a debitului de abur admis în turbină ;

CA — camera de abur ;

A — ajutaje de intrare ;

TA — trepte de acțiune ;

TR — trepte de reacțiune ;

C — condensatorul, treapta următoare sau supraîncălzitorul intermediar.

Pentru modelul fizic asociat din figura 2 se pot scrie următoarele ecuații :

$$D_{j-1} - D_j - D_k = \rho_j B_j V_j \frac{dP_j}{dt}, \qquad (1)$$

$$j = \overline{0, m}\,;\ \{\overline{1,\ k}\} \subset \{\overline{1, m-1}\},$$

$$M_T = \sum_{r=1}^{\frac{m+2}{2}} M_j\,;\ j = 2(r-1). \qquad (2)$$

Relația (1) reprezintă ecuația continuității scrisă pentru o cavitate j de volum constant V_j, care face schimb de abur cu exteriorul ei prin debitul de intrare D_{j-1} și debitele de ieșire D_j și D_k^p. În cavitate aburul are temperatura θ_j, presiunea p_j, densitatea ρ_j și coeficientul de compresibilitate volumică β_j.

Pentru $j = 0$ rezultă D_{-1}, care reprezintă debitul prin ventilul de reglare, iar pentru $j = \overline{1, m}$ rezultă $D_0, D_1, \ldots, D_m$, care reprezintă debitele schimbate de cavitățile echivalente rîndurilor de palete. În consecință, se poate scrie :

$$D_j = D_{-1}(P_a,\ P_v,\ l,\ \theta_a,\ k_a), \qquad (3)$$

$$D_{-1} = D_j(P_j,\ P_{j+1},\ \theta_j,\ K_j,\ A_j), \qquad (4)$$

unde :

P_a este presiunea în fața ventilului de reglare ;

P — presiunea în camera de abur :

l — deschiderea ventilului de reglare ;

θ_a — temperatura aburului în fața ventilului de reglare ;

k_a — coeficientul adiabatic al aburului aflat la parametrii P_a și θ_a ;

P_j, P_{j+1} — presiunile în cavitățile echivalente j și $j+1$;

θ_j — temperatura aburului în cavitatea echivalentă j ;

k_j — coeficientul adiabatic al aburului aflat la parametrii P_j și θ_j ;

A_j — aria orificiului de ieșire al cavității echivalente j.

2. Modelul liniarizat

Liniarizînd în jurul unui punct de funcționare oarecare $(P_{j0},\ D_{j0})$, relațiile (1) ÷ (4) capătă următoarea formă :

$$\Delta D_{j-1} - \Delta D_j - \Delta D_k = \rho_{j_0} \beta_{j_0} V_j \frac{d(\Delta P_j)}{dt}, \qquad (5)$$

$$\Delta M_T = \sum_{r=1}^{\frac{m+2}{2}} \delta_i \Delta D_i, \qquad (6)$$

$$\Delta D_{-1} = \psi_l \Delta l + \psi_a \Delta P_a - \psi_0 \Delta P_0, \qquad (7)$$

$$\Delta D_j = \alpha_j^1 \Delta P_j - \alpha_{j+1}^2 \Delta P_{j+1}, \qquad (8)$$

unde :

$$j = \overline{0,\ m}\,;\ \{\overline{1,\ k}\} \subset \{\overline{1,\ m-1}\}\,;\ i = 2(r-1), \qquad (9)$$

$$\alpha_j^1 \overset{D}{=} \left| \left(\frac{\partial D_j}{\partial P_j} \right)_0 \right|, \qquad (10)$$

$$\alpha_{j+1}^2 \overset{D}{=} \left| \left(\frac{\partial D_j}{\partial P_{j+1}} \right)_0 \right|, \qquad (11)$$

$$\psi_L \overset{D}{=} \left| \left(\frac{\partial D_{-1}}{\partial l} \right)_0 \right|, \qquad (12)$$

$$\psi_a \overset{D}{=} \left| \left(\frac{\partial D_{-1}}{P_a} \right)_0 \right|, \tag{13}$$

$$\psi_0 \overset{D}{=} \left| \left(\frac{\partial D_{-1}}{\partial P_0} \right)_0 \right|, \tag{14}$$

$$\nu_j \overset{D}{=} \left| \left(\frac{\partial M_j}{\partial D_j} \right)_0 \right| \tag{15}$$

Relaţiile de definiţie a coeficienţilor (10) ÷ (15) ai modelului liniarizat permit calculul efectiv al acestora, aproximînd derivatele prin diferenţe finite, aşa cum se va vedea în exemplul prezentat în finalul acestei lucrări.

Separînd din (5) ecuaţia pentru $j = 0$ şi ţinînd seama de (7) şi (8) se poate scrie :

$$\frac{d(\Delta P_0)}{dt} = -\frac{\psi_0 + \alpha_0^1}{\varphi_0} \Delta P_0 + \frac{\alpha_1^2}{\varphi_0} \Delta P_1 + \frac{\psi_1}{\varphi_0} \Delta l + \frac{\psi_a}{\varphi_0} \Delta P_a, \tag{16}$$

$$\frac{d(\Delta P_j)}{dt} = \frac{\alpha_{j-1}^1}{\varphi_j} \Delta P_{j-1} - \frac{\alpha_j^1 + \alpha_{j+1}^2}{\varphi_j} \Delta P_j + \frac{\alpha_{j+1}^2}{\varphi_j} \Delta P_{j+1} - \frac{1}{\varphi_j} \Delta D_k^P, \tag{17}$$

unde :

$$j = \overline{1, m}; \ \{\overline{1, k}\} \subset \{\overline{1, m-1}\}, \tag{18}$$

$$\varphi_j = \rho_j \beta_j V_j. \tag{19}$$

Înlocuind (8) în (6) rezultă :

$$\Delta M_T = \sum_{r=1}^{\frac{m+2}{2}} (\nu_i \alpha_j^1 \Delta P_i - \nu_i \alpha_{i+1}^2 \Delta P_{i+1}); \ i = 2(r-1) \tag{20}$$

3. Modelul dinamic echivalent de ordin inferior

Pentru stabilirea acestuia se parcurg următoarele etape :

1. Folosind datele de proiectare şi tabele ale aburului, se calculează coeficienţii (10) ÷ (15) şi (19), aproximînd derivatele parţiale din relaţiile de definiţie prin diferenţe finite de ordinul I.

2. Simulînd numeric sistemul (16), (17) şi (20), cu coeficienţi calculaţi la punctul 1 de mai sus, se determină răspunsurile indiciale, în raport cu variaţia deschiderii ventilului de reglare a debitului de abur, a presiunii de alimentare şi a debitelor prin prizele turbinei.

3. Prelucrînd în mod corespunzător răspunsurile indiciale, determinate la punctul 2, se stabileşte modelul dinamic echivalent de ordin inferior.

Parcurgerea celor trei etape se descrie pe modelul prezentat în continuare.

4. Exemplu

4.1. *Date iniţiale*

Se presupune că se dă un corp de turbină caracterizat de mărimile şi valorile valabile, în jurul punctului de funcţionare nominal, înscrise în tabelele 1 şi 2.

Tabelul 1

Date nominale iniţiale

j	V_j	θ_{j0}	D_{i0}^1	P_{j0}^1	D_{j0}^2	P_{j0}^2	k	D_k^P	P_{j0}^1	P_{j0}^2
—	m³	°C	kg/s	kgf/cm²	kg/s	kgf/cm²	—	kg/s	MW.	MW
0	0,25	530	100	150	80	120	—	0	15	12
1	0,01	500	100	148	80	118	1	5	0	0
2	0,015	480	95	120	75	100	—	0	14	11
3	0,02	460	95	100	75	84	3	5	0	0
4	0,025	440	90	80	70	72	—	0	13	10
5	0,03	420	90	60	70	55	—	0	0	0
6	0,035	400	90	40	70	38	—	0	13	10
m+1	—	—	90	22	70	20	—	—	—	—

Tabelul 2

Date inițiale în două puncte de funcționare apropiate în vederea calculării coeficienților

i	D^i_{-10}	l^i_0	P^i_{a0}	P_{00}	Observații
—	kg/s	m	kgf/cm²	kgf/cm²	
1	100	0,3	150	150	P_a = const
2	80	0,2	150	120	
1	100	0,3	150	150	l = const
2	80	0,3	120	120	

4.2. Relațiile pentru calculul mărimilor din expresiile coeficienților modelului dinamic

Trecînd la diferențe finite în relațiile (10) ÷ (15), rezultă că se poate scrie :

$$\alpha_j = \frac{\delta D_{j0}}{\delta P_{j0}} = \frac{D^1_{j0} - D^2_{j0}}{P^1_{j0} - P^2_{j0}}, \quad \frac{\text{kg/s}}{\text{kgf/m}^2}, \tag{21}$$

$$\alpha_{j+1} \simeq \frac{\delta D_{j9}}{\delta P_{j+1,0}} = \frac{D^1_{j0} - D^2_{j0}}{P^1_{j+1,0} - P^2_{j+1,0}}, \quad \frac{\text{kg/s}}{\text{kgf/m}^2}, \tag{22}$$

$$\psi_1 \simeq \frac{\delta D_{-10}}{\delta l_0}\bigg|_{P_a = \text{const.}} =$$

$$= \frac{D^1_{-10} - D^2_{-10}}{l^1_0 - l^2_0}\bigg|_{P_a = \text{const.}}, \quad \frac{\text{kg/s}}{\text{m}}, \tag{23}$$

$$\psi_a \simeq \frac{\delta D_{-10}}{\delta P_{a0}}\bigg|_{l = \text{const.}} =$$

$$= \frac{D^1_{-10} - D^2_{-10}}{P^1_{a0} - P^2_{a0}}\bigg|_{l = \text{const.}}, \quad \frac{\text{kg/s}}{\text{kgf/m}^2}, \tag{24}$$

$i = 1,2, \ldots$

$$\psi_0 \simeq \frac{\delta D_{-10}}{\delta P_0} = \frac{D^1_{-10} - D^2_{-10}}{P^1_{00} - P^2_{00}}\bigg|_{l = \text{konst.}}, \quad \frac{\text{kg/s}}{\text{kgf/m}^2}, \tag{25}$$

$$\nu_j = \frac{\delta M_{j0}}{\delta D_{j0}} = \frac{M^1_{10} - M^2_{j0}}{D^1_{j0} - D^2_{j0}}, \quad \frac{\text{kgf/m}}{\text{kg/s}}. \tag{26}$$

Deoarece :

$$M\ [\text{kgf.m}] = 0{,}101, \frac{P[\text{w/s}]}{\omega[\text{rad/s}]},$$

expresia (26) capătă forma de mai jos :

$$\nu_j \simeq \frac{0{,}101}{\omega} \frac{P^1_{j0} - P^2_{j0}}{D^1_{j0} - D^2_{j0}}, \quad \frac{\text{kgf.m}}{\text{kg/s}}. \tag{27}$$

Conform cu (19) pentru calculul coeficientului j trebuie să se afle mai întîi densitatea și coeficientul de compresibilitate cubică ai aburului la parametrii corespunzători θ_{j0} și P_{j0}. Deci :

$$\rho_j(\theta_{j0}, P_{j0}) = \frac{1}{v^1_j(\theta_{j0}, P^1_{j0})}, \quad \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}, \tag{28}$$

$$|\beta_v(\theta_{j0}, P^1_{j0})| =$$

$$= \frac{v^2_j(\theta_j, P^2_{j0}) - v^1_j(\theta_{j0}, P^1_{j0})}{v^1_j(\theta_j, P^1_{j0})(P^1_{j0} - P^2_{j0})}, \quad \frac{\text{m}^2}{\text{kgf}}. \tag{29}$$

Volumul specific v_j, care corespunde temperaturii θ_{j0} și presiunii P_{j0} din tabelul 1, se regăsește în [1].

4.3. Ecuațiile de stare și modulul dinamic echivalent de ordin inferior

Utilizînd datele din tabelele 1,2 și [1], cu ajutorul relațiilor (21) ÷ (29) rezultă tabelul 3.

Tabelul 3

Valori numerice ale derivatelor parțiale

j	α^1_j	α^2_{j+1}	φ_j	δ_j	ψ_0	ψ_a	ψ_l	Observații
/	$\frac{\text{kg}\cdot\text{m}^2}{\text{kgf}\cdot\text{s}}$		$\frac{\text{kg}\cdot\text{m}^2}{\text{kgf}}$	$\frac{\text{kgf.ms}}{\text{kg}}$	$\frac{\text{kg}\cdot\text{m}^2}{\text{kgf}\cdot\text{s}}$		$\frac{\text{kg}}{\text{m}\cdot\text{s}}$	
	$x\ 10^{-4}$		$x10^{-6}$	$x10^{-2}$	$x\ 10^{-4}$		$x10^2$	
0	0,66	0,66	10,1	0,47				
1	0,66	1	0,45	0				
2	1	1,22	0,63	0,47				
3	1,22	2,4	0,81	0	0,66	0,66	2	
4	2,4	4	1,28	0,47				
5	4	10	1,19	0				
6	10	10	1,29	0,47				

Cu datele din tabelul 3 ecuațiile (16), (17) și (20) capătă următoarea formă :

$$\dot{x}_1 = -13x_1 + 6{,}53x_2 + 2.10^7 u + 6{,}53w_1, \tag{30}$$

$$\dot{x}_2 = 1{,}46.10^2 x_1 - 3{,}68.10^2 x_2 + 2{,}22.10^2 x_3 - 2{,}22.10^6 w_2, \tag{31}$$

$$\dot{x}_3 = 1{,}04.10^2 x_2 - 3{,}52.10^2 x_3 + 1{,}93.10^2 x_4, \quad (32)$$

$$\dot{x}_4 = 1{,}23.10^2 x_3 - 4{,}46.10^2 x_4 + 2{,}96.10^2 x_5 - 1{,}23.10^6 w_4, \quad (33)$$

$$\dot{x}_5 = 0{,}95.10^2 x_4 - 5.10^2 x_5 + 3{,}12.10^2 x_6, \quad (34)$$

$$\dot{x}_6 = 2{,}01.10^2 x_5 - 1{,}1.10^3 x_6 + 8{,}4.10^2 x_7, \quad (35)$$

$$\dot{x}_7 = 3{,}1.10^2 x_5 - 1{,}55.10^3 x_5 + 7{,}75.10^2 w_7, \quad (36)$$

$$y = 10^3 (3{,}1x_1 - 3{,}1x_2 + 4{,}7x_3 - 5{,}7x_4 + 11{,}2x_5 - 18{,}8\ x_6 + 47x_7 - 47\ w_7),$$

unde:

$x_1 = \Delta P_1$, $x_2 = \Delta p_2$, ... $x_7 = \Delta p_7$,

$w_1 = \Delta p_a$, $w_2 = \Delta D_2^p$, $w_3 = 0$, $w = \Delta D_4^p$, $w_5 = 0$, $w_6 = 0$, $w_7 = \Delta p_{m+1}$,

$$y = \Delta M_T.$$

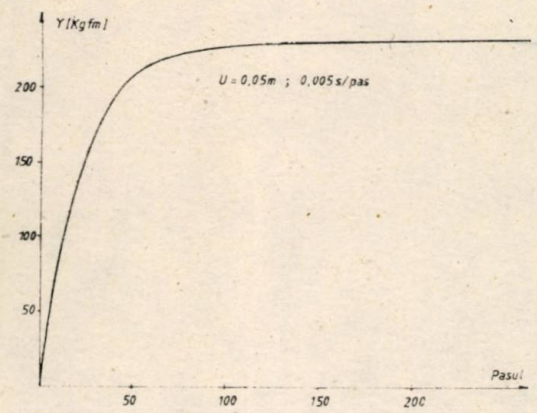


Fig. 3. Răspunsul la variația treaptă a deschiderii ventilului de reglare a debitului de abur.

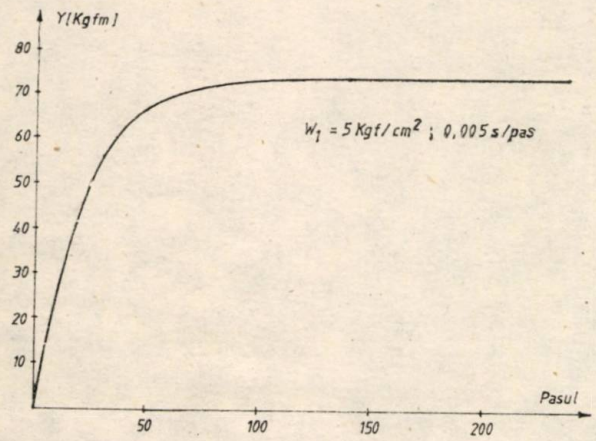


Fig. 4. Răspunsul la variația-treaptă a presiunii de alimentare.

Integrînd sistemul (30) ÷ (37) în condiții inițiale nule prin metoda Runge-Kutta, în raport cu variații-treaptă ale mărimilor de intrare și perturbatoare, rezultă răspunsurile indiciale din figurile 3, 4, 5, 6, și 7.

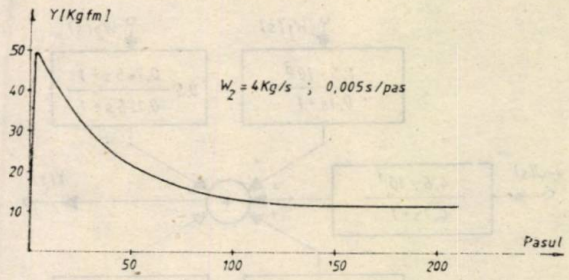


Fig. 5. Răspunsul la variația-treaptă a debitului de abur prin priza 1.

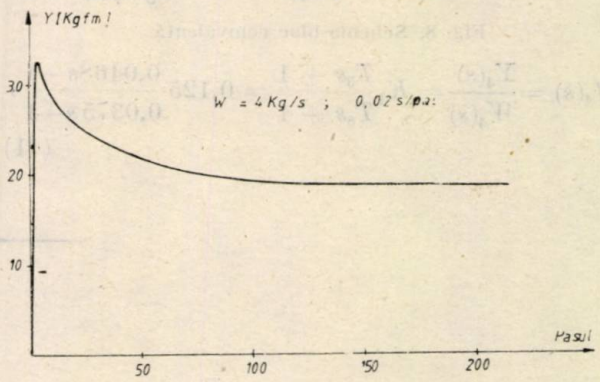


Fig. 6. Răspunsul la variația-treaptă.

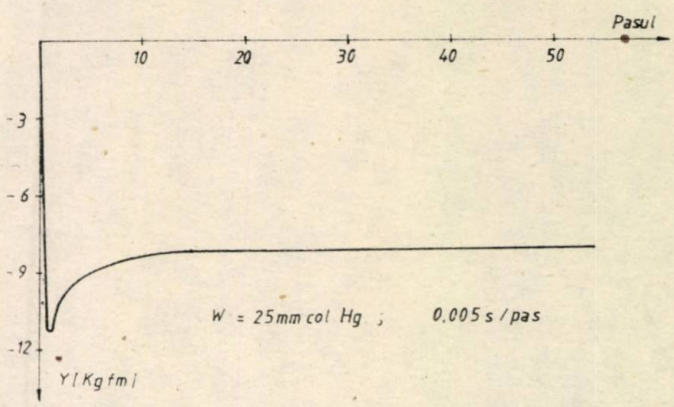


Fig. 7. Răspunsul la variația-treaptă a depresiunii în condensator.

Prelucrînd în mod corespunzător (2) aceste răspunsuri indiciale, rezultă următoarele funcții de transfer:

$$H_{1y}(s) = \frac{y_1(s)}{U(s)} = \frac{K_1}{T_1 s + 1} = \frac{4{,}6.10^3}{0{,}1s + 1}, \quad (38)$$

$$H_2(s) = \frac{Y_2(s)}{W_1(s)} = \frac{K_2}{T_2 s + 1} = \frac{1{,}5.10^{-3}}{0{,}1s + 1}, \quad (39)$$

$$H_3(s) = \frac{Y_3(s)}{W_2(s)} = K_3 \frac{T_3 s + 1}{T_4 s + 1} = 0{,}5 \frac{0{,}74s + 1}{0{,}125s + 1}, \quad (40)$$

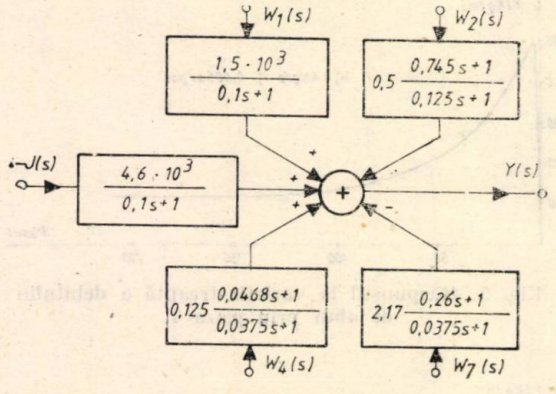


Fig. 8. Schema-bloc echivalentă.

$$H_4(s) = \frac{Y_4(s)}{W_4(s)} = K_4 \frac{T_5 s + 1}{T_6 s + 1} = 0{,}125 \frac{0{,}0468s + 1}{0{,}0375s + 1}, \quad (41)$$

$$H_5(s) = \frac{Y_5(s)}{W_7(s)} = -K_5 \frac{T_7 s + 1}{T_8 s + 1} = -2{,}17 \frac{0{,}26s + 1}{0{,}001s + 1}. \quad (42)$$

Avînd în vedere că este valabil principiul superpoziției rezultă că se poate scrie:

$$Y(s) = \sum_{i=1}^{S} Y_i(s), \quad (43)$$

ceea ce conduce la schema-bloc echivalentă a turbinei din figura 8.

Bibliografie

[1] *Vukalovici, M. P.* Proprietățile termodinamice ale apei și aburului. Tabele și diagrame. (Traducere din lb. rusă după ediția a 7-a), Ed. Tehnică, București, 1967.

[2] *Nicolae, D.* Tehnici de modelare și identificare. Note de curs, Universitatea din Craiova, 1986/1987.

1988 SEP 0 11